

ELEKTRONISCH ABSTIMMBARE TRANSISTORBASIERTE INDUKTIVITÄTEN FÜR DEN HOCHFREQUENZBEREICH

Dissertation

zur Erlangung des akademischen Grades

Doktoringenieur (Dr.-Ing.)

vorgelegt der Fakultät für Elektrotechnik und

Informationstechnik der Technischen Universität Ilmenau

von Stefanie Loracher

Anfertigung im: Fachgebiet Hochfrequenz- und Mikrowellentechnik
Institut für Informationstechnik
Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik

Gutachter: 1. Herr Prof. Dr. rer. nat. Matthias Hein
Technische Universität Ilmenau
2. Herr Prof. Dr.-Ing. Georg Fischer
Friedrich-Alexander Universität Erlangen-Nürnberg
3. Herr Prof. Dr.-Ing. Georg Böck
Technische Universität Berlin

Vorgelegt am: 30.10.2019

Verteidigt am: 11.09.2020

Kurzfassung

Die zur Verfügung stehenden Frequenzen stellen für eine zunehmende Anzahl von Anwendungen eine zentrale Ressource dar. Die effiziente Nutzung der verfügbaren Frequenzen ist erforderlich und damit die Entwicklung von frequenzagilen Sender- und Empfängerarchitekturen, die in der Lage sind sowohl zu erkennen, welche Frequenzen in dem Moment ungenutzt sind, als auch die Fähigkeit besitzen diese Frequenzen selbst zu nutzen. Dafür können entweder mehrere Schaltungen für die jeweiligen Frequenzen parallel aufgebaut werden, oder im Sinne der fortschreitenden Miniaturisierung konfigurierbare Schaltungen verwendet werden. Die abstimmbaren, steuerbaren Bauelemente, die für konfigurierbare Schaltungen notwendig sind, sind auf vielfältige Weise realisierbar. In der vorliegenden Arbeit wird eine Transistorschaltung mit elektronisch steuerbarem induktiven Verhalten als Ergänzung zu etablierten Methoden der Erzeugung abstimmbarer Induktivitäten für die Hochfrequenz-Schaltungstechnik untersucht. Die Besonderheit der transistorbasierten Induktivitätsschaltung ist das Potenzial für symmetrisches Verhalten in Vorwärts- und Rückwärtstransmission, der große Abstimmbereich der Induktivität sowie der breite nutzbare Frequenzbereich. Basierend auf den Beurteilungskriterien Abstimmbereich, Frequenzverhalten, Güte und Symmetrieeigenschaften wird die Praxistauglichkeit der induktiven Reaktanzschaltung geprüft und mit bestehenden Methoden, wie Gyrationsschaltungen oder geschalteten Spiralinduktivitäten verglichen. Es werden realisierte Schaltungen vorgestellt, bei denen die Hauptentwurfsziele von hoher Güte, einer hohen Nutzfrequenz, Symmetrie und einem großen Abstimmbereich jeweils unterschiedlich priorisiert und in Grenzen erfüllt wurden. Die realisierten Schaltungen zeigen eine hohe Empfindlichkeit gegenüber Schwankungen in der Steuerspannung. Das macht die Schaltung einerseits anfällig für Störungen, ist andererseits aber Folge der stufenlosen Steuerung des Induktivitätswertes und ermöglicht das präzise Einstellen der gewünschten Induktivität. Die Induktivitätsschaltung ist damit keine uneingeschränkte Lösung für alle Anwendungsbereiche, aber sie stellt eine wertvolle Ergänzung zu den bisherigen Werkzeugen der HF-Schaltungstechnik dar.

Abstract

Available frequencies are a central resource for an increasing number of applications. Hence, their efficient use is required, and thus the development of frequency agile transmitter and receiver architectures, capable of both identifying which frequencies are momentarily unused and the ability to utilize those frequencies. For this purpose, either several circuits for the respective frequencies can be set up in parallel, or, with regard to the increasing miniaturization, reconfigurable circuits can be used. The tunable, controllable components necessary for tunable circuits can be implemented in various ways. In this work, a transistor circuit with an electronically controllable inductive behavior is investigated as a complement to already established methods of tunable inductors for high-frequency circuit technology. The peculiarity of the transistor-based inductance circuit is the potential for symmetrical behavior in forward and reverse transmission, the large tuning range of the inductance and the wide usable frequency range. Based on the evaluation criteria tuning range, frequency response, quality factor and symmetry, the practicability of the inductive reactance circuit is tested and compared with existing methods, such as the gyrator circuit or switched spiral inductances. Realized circuits are presented in which the main design goals of high quality, a high useful frequency, symmetry and a large tuning range were each prioritized differently, since not all goals can be met simultaneously. These design goals were all met within limits. Thus, the circuit concept itself remains versatile, but must be adapted for specific application based on the priority objectives and extended if necessary. The realized circuits also show a high sensitivity to variations in the control voltage. This makes the circuit on the one hand prone to interference, on the other hand, however, this behaviour is a result of continuous instead of stepwise control of the inductance value and allows the precise setting of a desired inductance. The inductance circuit is therefore not an unconditional solution for all applications, but it is a valuable addition to the existing tools of high frequency circuit technology.

Danksagung

Als meinem wissenschaftlichen Betreuer möchte ich Prof. Dr. rer.-nat. Matthias Hein für seine Zeit und Unterstützung bei der Behandlung des Forschungsthemas danken. Unter seiner Anleitung war es mir möglich, am Fachgebiet für Hochfrequenz- und Mikrowellentechnik (HMT) im Rahmen des DFG-Projektes „MACRAME“ (HE 3642/8-1) diese Arbeit durchzuführen. Neben der Arbeit an meinem Forschungsthema ermöglichte es mir die Zeit am Fachgebiet durch Besuche von internationalen Konferenzen, die Zusammenarbeit mit Partneruniversitäten und die Übernahme von Lehrtätigkeiten an der TU Ilmenau, vielfältigste Erfahrungen zu sammeln. Dafür möchte ich mich herzlich bedanken.

Des Weiteren gilt mein Dank den Kollegen des Fachgebietes HMT für die freundliche Atmosphäre und insbesondere meinen Bürokollegen M.Sc. Alexander Ebert, Dr.-Ing. Safwat Irteza, Dr.-Ing. Johannes Stegner und Dipl.-Ing. Uwe Stehr für die stets bereichernden Gespräche, auch abseits fachlicher Natur.

Im Besonderen möchte ich mich bei Dr.-Ing. Kurt Blau und Dipl.-Ing. Uwe Stehr bedanken. Ihre Erfahrungen auf dem Gebiet der Schaltungstechnik und die vielzähligen Diskussionen mit ihnen waren eine unschätzbare Wissensquelle bei der Bearbeitung des Themas.

Den technischen Mitarbeitern des Fachgebietes HMT, Michael Huhn und Matthias Zocher, möchte ich meinen Dank aussprechen für ihre Unterstützung bei der Anfertigung der Schaltungen und ihrer Messungen.

Dank gebührt auch den befreundeten Doktoranden und meinen Freunden aus der Mensa-runde, die stets wertvolle und notwendige Perspektivenwechsel ermöglichten.

Abschließend gilt mein besonderer Dank meinen Eltern, die in mir die Neugierde auf das Unbekannte geweckt haben, sowie meinem Ehemann Clemens, der mich uneingeschränkt auf meinem Weg unterstützt hat.

Inhaltsverzeichnis

Kurzfassung	i
Abstract	iii
Danksagung	v
1. Einleitung	1
1.1. Problemstellung	2
1.2. Lösungsansatz	3
1.3. Aufbau der Arbeit	3
2. Abstimmbare Induktivitäten	5
2.1. Kriterien abstimmbarer Induktivitäten	6
2.1.1. Induktivität und Güte	6
2.1.2. Reziprozität und Symmetrie	8
2.1.3. Stabilität	10
2.1.4. Passivität	11
2.1.5. Rauschen	13
2.2. Stand der Technik	14
2.2.1. Methoden zur Erzeugung variabler Induktivitäten	15
2.2.2. Abstimmbare halbleiterbasierte Induktivitäten	18
2.3. Die transistorbasierte Induktivitätsschaltung	26
2.3.1. Funktionsweise	26
2.3.2. Wahl der Transistortechnologie	27
2.3.3. Anwendungsgebiete	30
2.4. Zusammenfassung	32
3. Analyseverfahren der Induktivitätsschaltung	33
3.1. Analytischer Ansatz zur Bestimmung der Induktivität	33
3.1.1. Verhalten einer idealen Induktivität	34
3.1.2. Induktivitätsschaltung basierend auf einer spannungsgesteuerten Stromquelle	35
3.1.3. Einfluss parasitärer Kapazitäten des Transistors	41
3.1.4. Kompensation der parasitären Kapazität	47
3.1.5. Gütesteigerung durch Serien-Mitkopplung	49

3.2.	Ableitung von Entwurfsregeln	51
3.3.	Zusammenfassung	55
4.	Numerische Berechnungen	57
4.1.	Vorüberlegungen zur Schaltungssimulation	58
4.1.1.	Berechnung einer Impedanz aus Streuparametern	59
4.1.2.	Transistormodelle	62
4.1.3.	Dimensionierung der Biaselemente	64
4.2.	Sperrschicht-Feldeffekttransistor	67
4.2.1.	Grundschialtung	67
4.2.2.	Erweiterung um die Kompensationsinduktivität im Rückkoppelpfad	70
4.3.	Bipolartransistor 1	72
4.3.1.	Grundschialtung	72
4.3.2.	Erweiterung um die Kompensationsinduktivität im Emitterpfad . .	74
4.4.	Bipolartransistor 2	75
4.4.1.	Grundschialtung	75
4.4.2.	Erweiterung um die Kompensationsinduktivität im Rückkoppelpfad	75
4.5.	Zusammenfassung	78
5.	Messungen	79
5.1.	Realisierung der Schaltungen	80
5.2.	Messaufbau	81
5.3.	Messergebnisse des Sperrschicht-Feldeffekttransistors	83
5.3.1.	Grundschialtung	85
5.3.2.	Vergleich von Simulations- und Messergebnissen	86
5.3.3.	Erweiterung um die Kompensationsinduktivität im Rückkoppelpfad	90
5.3.4.	Vergleich von Simulations- und Messergebnissen	91
5.3.5.	Diskussion	93
5.4.	Messergebnisse Bipolartransistor 1	95
5.4.1.	Grundschialtung	96
5.4.2.	Vergleich von Simulations- und Messergebnissen	99
5.4.3.	Erweiterung um die Kompensationsinduktivität im Emitterpfad . .	101
5.4.4.	Vergleich von Simulations- und Messergebnissen	103
5.4.5.	Diskussion	105
5.5.	Messergebnisse Bipolartransistor 2	107
5.5.1.	Einfluss der Rückseitenmetallisierung	108

5.5.2.	Erweiterung um die Kompensationsinduktivität im Rückkoppelpfad	114
5.5.3.	Vergleich von Simulations- und Messergebnissen	118
5.5.4.	Einfluss der Schaltungsabmaße	119
5.5.5.	Diskussion	125
5.6.	Zusammenfassung	127
6.	Zusammenfassung und Ausblick	131
Anhang:		
A.	Ergänzungen zu Kapitel 2	135
B.	Ergänzungen zu Kapitel 3	137
C.	Ergänzungen zu Kapitel 4	147
D.	Ergänzungen zu Kapitel 5	149
	Eigenständigkeitserklärung	155
	Eigene Publikationen	157
	Literatur	159

1 | Einleitung

1.1. Problemstellung	2
1.2. Lösungsansatz	3
1.3. Aufbau der Arbeit	3

Fortschreitende Entwicklungen im Bereich der drahtlosen Kommunikation führen dazu, dass zunehmend mehr Funkanwendungen in den Alltag der Menschen integriert werden. Das führt zu Herausforderungen, da einerseits die endliche Netzkapazität immer weiter ausgelastet wird, und es andererseits zu einer Vielzahl koexistierender Funkstandards führt. Zu diesen Funkstandards gehören zum Beispiel Mobilfunknetze, drahtlose persönliche Netzwerke oder drahtlose lokale Netzwerke [1]. Um eine störungsfreie Übertragung zu ermöglichen und die Netzkapazität, als eine begrenzte Ressource, effizient zu nutzen, müssen die drahtlosen Sender- und Empfängerarchitekturen in der Lage sein, mit unterschiedlichen Kommunikationsstandards umzugehen. Auch eine Kompatibilität mit zukünftigen Techniken und Datenraten muss berücksichtigt werden. Das macht eine kompakte und energieeffiziente schaltungstechnische Lösung notwendig, die in der Lage ist, verschiedene Standards zu implementieren und die in intelligenten Hochfrequenz (HF)-Frontends und anderer abstimmbarer HF Schaltungstechnik verwendet werden kann. Bisherige Methoden beinhalteten beispielsweise das Umschalten zwischen einzelnen spannungsgesteuerten Oszillatoren für die jeweiligen Frequenzbänder, oder geschaltete Resonatoren zur Frequenzbandauswahl. Die Abstimmbarkeit kann jedoch auf zwei Arten implementiert werden: entweder, durch Aufbauen separater Sendemodule für alle Sendefrequenzen, wobei mittels eines Schalters zwischen den Modulen gewechselt wird, oder indem eine Schaltung selbst mit abstimmbaren Bauelementen ausgestattet wird. Aus Gründen der Kompaktheit und der Kosten sind die abstimmbaren Bauelemente vorteilhafter. Eine Betrachtung der konventionellen Hochfrequenz-Schaltungstechnik bezüglich abstimmbarer Schaltungen

zeigt schnell, dass in realen Architekturen oft nur abstimmbare Kapazitäten zu finden sind. Damit bleiben jedoch Vorteile ungenutzt, die mit der Verwendung abstimmbarer Induktivitäten einher gehen würden. Die variable Induktivität erweitert die Freiheitsgrade im Schaltungsentwurf deutlich: nicht nur die Auswahl der zur Verfügung stehenden Elemente wird erhöht, sondern auch die Möglichkeit, eine höhere Robustheit oder einen größeren Abstimmbereich bei Oszillatoren und anderen abstimmbaren Netzwerken zu erreichen. Aufgrund der grundlegenden Natur der Induktivität in der Schaltungsentwicklung kommt hinzu, dass die Anwendungsmöglichkeiten für abstimmbare Hochfrequenzinduktivitäten sehr vielseitig sind, von Frontends über Filter bis hin zu Anpassnetzwerken. Vor dem Senden sollen Dienste beispielsweise prüfen, welche Übertragungskanäle in dem Moment nicht genutzt werden. Das erfordert rekonfigurierbare Schaltungen sowohl auf Sende- als auch auf Empfangsseite, die wiederum abstimmbare Bauelemente erforderlich machen.

1.1. Problemstellung

In der vorliegenden Arbeit sind transistorbasierte abstimmbare Induktivitäten das Hauptthema und werden ausführlich diskutiert. Dabei ist das Ziel, Lücken in den bisher bestehenden Arbeiten zu schließen und allgemein gültige Entwurfsrichtlinien für die induktive, transistorbasierte Reaktanzschaltung aufzustellen. In vorangegangenen Arbeiten wurden folgende Themen nicht oder nur unzureichend diskutiert und sind deshalb Inhalt der hier vorgestellten Dissertation.

In bisherigen Arbeiten wurde nicht untersucht, ob und welchen Einfluss die Transistortechnologie auf die Funktionalität der Reaktanzschaltung hat. Das liegt möglicherweise daran, dass in bisherigen Realisierungen nur selten Wert auf eine Untersuchung der Reziprozität gelegt wurde – bei der die Technologieunterschiede entscheidend sind. Damit einhergehend ist, dass zwar die grundlegende Idee der Reaktanzschaltung in Lehrbüchern Erwähnung findet, nicht jedoch eine konkretere Untersuchung, die die Ableitung von Entwurfsregeln zulässt. Auch die selten in Publikationen gezeigten praktischen Realisierungen der transistorbasierten Reaktanzschaltung werden nicht in einen größeren Kontext gesetzt. Dadurch fehlt der Vergleich mit den Ergebnissen anderer Methoden, wie zum Beispiel der Gyrotorschaltung oder schaltbaren planaren Induktivitäten.

Genauso wie bei anderen Methoden abstimmbarer Induktivitäten gibt es auch zu den Reaktanzschaltungen vorangegangene Arbeiten. Diese Arbeiten lassen jedoch einige Punkte in ihren Untersuchungen aus, wie zum Beispiel:

- Das Aufstellen von allgemeingültigen Entwurfsregeln

- Die Verwendung der transistorbasierten Induktivitätsschaltung in symmetrischen Netzwerken
- Der Einfluss der Transistortechnologie auf die Reziprozität
- Die praktische Umsetzung der Schaltung

1.2. Lösungsansatz

Allem voran geht eine Literaturrecherche, die deutlich machen soll, wo Lücken in der Erforschung des Themas bestehen. Anschließend werden schrittweise komplexer werdende Schaltungen, die die Reaktanzschaltung abbilden, analytisch untersucht. Aus den daraus resultierenden Erkenntnissen können allgemeine Entwurfsrichtlinien abgeleitet werden. Die Entwurfsziele, die dabei verfolgt werden, beinhalten die Nutzung im Hochfrequenzbereich, einen großen Abstimmbereich der Induktivitätswerte, hohe Gütewerte und symmetrisches Verhalten. Diese Ziele können allerdings nicht zeitgleich mit derselben Schaltung erfüllt werden, was das Formulieren allgemeingültiger Entwurfsregeln erschwert. Sinnvolle Kompromisse müssen untersucht und in Abhängigkeit von gegebenen Einsatzgebieten und Optimierungszielen beurteilt werden. Im Anschluss an die analytische Studie der vereinfachten Schaltungen werden schrittweise komplexere Schaltungen simuliert. Das unterstreicht und erweitert die Erkenntnisse aus der analytischen Untersuchung. Aus den zuvor abgeleiteten Entwurfsrichtlinien werden schließlich praktische Schaltungen aufgebaut, die die Funktionalität der Induktivitätsschaltung belegen.

1.3. Aufbau der Arbeit

Der Einleitung folgen fünf Kapitel: Kapitel 2 behandelt die Beurteilungskriterien abstimmbarer Induktivitäten, den Stand der Technik unter Berücksichtigung dieser Kriterien, sowie die Einordnung und Funktionsweise der transistorbasierten Induktivitätsschaltung in das Thema. Kapitel 3 erläutert Entwurfsmethoden, die bei der Entwicklung einer Induktivitätsschaltung zur Verfügung stehen, und leitet aus dem gewonnenen Wissen Entwurfsrichtlinien ab. Numerische Berechnungen zeigen im Kapitel 4 das zu erwartende Verhalten einer späteren praktischen Umsetzung der Erkenntnisse vorangegangener Abschnitte. Die Messergebnisse der realisierten Schaltungen werden in Kapitel 5 dargestellt. Abschließend werden in Kapitel 6 die Ergebnisse zusammengefasst und Bezug nehmend auf die in der Arbeit vorrangig verfolgten Ziele bewertet. Darauf basierend erfolgt ein Ausblick über die Möglichkeiten weiterführender Entwicklungen an diesem Thema.

2 | Abstimmbare Induktivitäten

2.1. Kriterien abstimmbarer Induktivitäten	6
2.1.1. Induktivität und Güte	6
2.1.2. Reziprozität und Symmetrie	8
2.1.3. Stabilität	10
2.1.4. Passivität	11
2.1.5. Rauschen	13
2.2. Stand der Technik	14
2.2.1. Methoden zur Erzeugung variabler Induktivitäten	15
2.2.2. Abstimmbare halbleiterbasierte Induktivitäten	18
2.3. Die transistorbasierte Induktivitätsschaltung	26
2.3.1. Funktionsweise	26
2.3.2. Wahl der Transistortechnologie	27
2.3.3. Anwendungsgebiete	30
2.4. Zusammenfassung	32

In der vorliegenden Arbeit wird die Entwicklung von Schaltungen beschrieben, deren Ziel ein induktives Verhalten ist. In diesem Kapitel werden verschiedene Ansätze zur Erzeugung abstimmbarer Induktivitäten vorgestellt, außerdem werden Parameter definiert, die einen Vergleich der Ansätze ermöglichen. Aus dieser Gegenüberstellung werden die Vorteile einer elektronisch abstimmbaren Induktivität deutlich, zu denen die transistorbasierte Reaktanzschaltung gehört. Ihre Funktionsweise und Anwendungsgebiete bilden den Abschluss des Kapitels.

2.1. Kriterien abstimmbarer Induktivitäten

Es werden im Nachfolgenden sowohl Schaltungselement-bezogene, wie auch Netzwerk-bezogene Merkmale der bisherigen Ansätze betrachtet. Die Schaltungselement-bezogenen Merkmale beinhalten Induktivität, Güte und das Frequenzverhalten. Unter die Netzwerkparameter fallen Reziprozität und Symmetrie, sowie Passivität.

2.1.1. Induktivität und Güte

Die Induktivität ist eine Größe, die für Spulen, aber auch Leitungen oder Leiteranordnungen allgemein relevant ist. Die Induktivität L beschreibt die Eigenschaft, magnetische Feldenergie speichern zu können beziehungsweise quantifiziert das Verhalten, das einer unmittelbaren Änderung des Stroms \underline{i}_L entgegen wirkt und wird in der Einheit Henry angegeben [2],[3].

$$\underline{u}_L = L \cdot \frac{d\underline{i}_L}{dt}, \quad \hat{u}_L = L \left(\frac{d\underline{i}_L}{dt} \right)_{\max} \quad (2.1)$$

Für den Übergang von Zeitbereich in den Frequenzbereich ergibt sich

$$\hat{u}_L = L \cdot \omega \cdot \hat{i}_L \quad \text{mit} \quad \left(\frac{d\underline{i}_L}{dt} \right)_{\max} = \omega \cdot \hat{i}_L \quad (2.2)$$

mit der Kreisfrequenz ω . Die Division durch $\sqrt{2}$ ergibt den Effektivwert \underline{u}_L :

$$\underline{u}_L = L \cdot \omega \cdot \underline{i}_L \quad \text{mit} \quad \omega = 2\pi f. \quad (2.3)$$

Die Darstellung der komplexen Impedanz einer Spule im Frequenzbereich besteht aus einem, die ohmschen Verluste repräsentierenden, Realteil, sowie dem Imaginärteil, der die gespeicherte Energie beschreibt. Bei einer idealen, verlustlosen Spule entspricht die Impedanz dem Imaginärteil der Impedanz, dem induktiven Blindwiderstand X_L , auch Reaktanz genannt, wie in Abbildung 2.1a dargestellt. Um einen formalen Ausdruck für die Reaktanz X_L zu erhalten, wird der Quotient aus Spulenstrom \underline{i}_L und Spulenspannung \underline{u}_L gebildet [2]:

$$X_L = \omega \cdot L. \quad (2.4)$$

Dabei ist die Reaktanz X_L proportional zur Induktivität L der Spule und der Frequenz f , wie auch in Fosters Reaktanztheorem beschrieben [4]. Es besagt, dass die Reaktanz unter Voraussetzung eines passiven, verlustfreien Eintor-Netzwerkes immer mit steigender Fre-

2.1. Kriterien abstimmbarer Induktivitäten

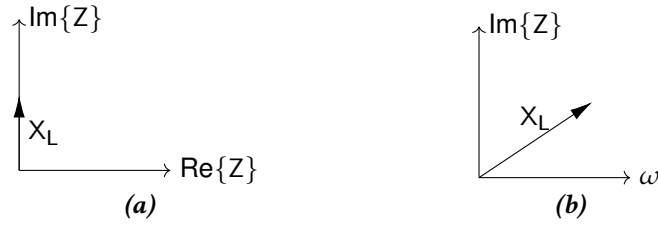


Abbildung 2.1. – Zeigerdiagramme einer idealen Spule: (a) die komplexe Impedanz \underline{Z} der idealen Spule hat keinen Realteil und ihr Zeiger liegt auf der Imaginärachse. (b) Bei konstanter Induktivität der Spule steigt die Reaktanz X_L proportional mit der Frequenz ($X_L = \omega L = 2\pi f L$).

quenz zunimmt. Bei konstanter Induktivität der Spule steigt der induktive Widerstand der Spule proportional mit der Frequenz: $X_L \propto f$, wie in Abbildung 2.1b abgebildet. Das heißt, dass eine ideale Spule bei Gleichstrom einem Kurzschluss entspricht und der induktive Widerstand mit zunehmender Frequenz steigt, bis ihr Verhalten einem Leerlauf entspricht. Die reale Spule weist im Gegensatz zu der idealen Spule jedoch ohmsche Verluste auf, zu deren Modellierung ein Widerstand R_L in Serie zur Induktivität L dient. Dabei bildet der Blindwiderstand X_L den Imaginärteil der komplexen Impedanz \underline{Z}_L und der ohmsche Widerstand R_L entspricht dem Realteil, wie in Tabelle 2.1 als Übersicht dargestellt ist. Mit Hilfe der komplexen Impedanz \underline{Z}_L kann die Induktivität aus der Impedanz \underline{Z}_L bestimmt werden.

$$\underline{Z}_L = \frac{u}{i} = R_L + j\omega L \quad (2.5)$$

$$= R_L + jX_L \quad (2.6)$$

$$\text{Re}\{\underline{Z}_L\} = R_L \begin{cases} R_L = 0 & (\text{ideale Spule}) \\ R_L > 0 & (\text{reale Spule}) \end{cases}$$

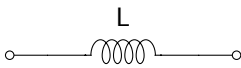
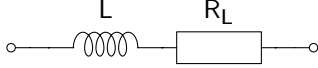
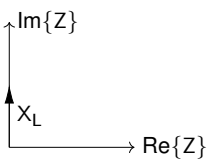
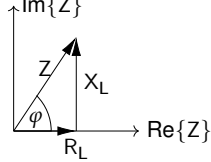
In der Theorie steigt die induktive Reaktanz X_L mit zunehmender Frequenz, der Induktivitätswert L selbst ist jedoch frequenzunabhängig, das heißt auch bei steigender Frequenz konstant. Die Frequenzunabhängigkeit eines variablen Induktivitätswertes ist auch bei der schaltungstechnischen Nachbildung der Spule das Ziel.

Im Allgemeinen beruht die Definition der Güte Q auf dem Verhältnis von gespeicherte Energie zu Verlustenergie [6]. In dieser Arbeit wird das Verhältnis der Beträge von Imaginär- zu Realteil der Impedanz der Schaltung als Maß für die Güte verwendet [7]:

$$Q = \frac{|\text{Im}\{\underline{Z}_L\}|}{|\text{Re}\{\underline{Z}_L\}|} = \frac{X_L}{R_L} = \frac{\omega L}{R_L} \quad (2.7)$$

wobei $\text{Re}\{\underline{Z}_L\}$ und $\text{Im}\{\underline{Z}_L\}$ respektive der Real- und Imaginärteil der Impedanz \underline{Z}_L einer

Tabelle 2.1. – Vergleichende Übersicht von idealer und realer Spule mit den jeweiligen Ersatzschaltbildern, Zeigerdiagrammen und der Darstellung der Induktivitäten als komplexe Werte [5].

Bauelement	Induktivität (ideale Spule)	Induktivität seriell zu Widerstand (reale Spule)
Ersatzschaltbild	 (induktiver Blindwiderstand)	 (induktiver Blindwiderstand und Wirkwiderstand)
Zeigerdiagramm		
Komplexer Widerstand	$\underline{Z}_L = \frac{u_L}{i} = j\omega L = jX_L$	$\underline{Z}_L = \frac{u}{i} = R_L + j\omega L = R_L + jX_L$

Spule sind. Bei einem konstanten Wert des Serienwiderstandes R_L würde der Gütewert Q mit zunehmender Frequenz steigen ($Q = \omega L/R_L$) [7]. Die Güte Q muss somit als frequenzabhängige Größe betrachtet werden.

2.1.2. Reziprozität und Symmetrie

Eine Spule als Induktivität ist immer reziprok, symmetrisch und passiv. Für die Nachbildung einer Induktivität mittels einer elektronischen Schaltung ist die Untersuchung dieser Eigenschaften deshalb unumgänglich. Sie ist insbesondere notwendig, wenn die elektronische Induktivität in einer bidirektional genutzten Schaltung, wie z.B. einem Filter als Serienschalt-element verwendet werden soll. Reziprozität und Symmetrie sind Beschreibungsgrößen, die ein Maß für die Eignung einer Schaltung für eine bidirektionale Verwendung darstellen und können mittels Tellegens Theorem untersucht und beschrieben werden. In [8] wird die vielseitige Anwendbarkeit von Tellegens Theorem besprochen und die Untersuchung der Reziprozität einer Schaltung als eine der Anwendungen genannt. Dafür werden zwei Herangehensweisen vorgestellt:

1. Ein Zweitor mit bekannter Last und Quelle wird mit dem Verhalten verglichen, wenn Quelle und Last vertauscht werden. Ergibt sich für beide Varianten das gleiche Ergebnis, liegt ein reziprokes Netzwerk zwischen Quelle und Last vor.

2.1. Kriterien abstimmbarer Induktivitäten



Abbildung 2.2. – Darstellung einer idealen Induktivität in 1- und 2-Tor Aufbau. Die Induktivität im 1-Tor Aufbau wird durch den Reflexionsfaktor \underline{S}_{11} beschrieben und die Anordnung der Spule als 2-Tor durch die beiden Transmissionsparameter \underline{S}_{12} und \underline{S}_{21} und die zwei Reflexionsparameter \underline{S}_{11} und \underline{S}_{22} .

2. Ein n -Tor, das aus reziproken Elementen besteht, ist auch im Gesamten reziprok.

Die in der vorliegenden Arbeit präsentierte Induktivitätsschaltung enthält ein aktives Schaltungselement, wodurch das zweite Kriterium nicht zweckmäßig ist. Da der Transistor aber nicht als Verstärker, sondern als Steuerelement agiert, besteht die Möglichkeit, dass ein reziprokes Verhalten nachgewiesen werden kann. Die erste Herangehensweise zur Untersuchung der Reziprozität wird deshalb für diese Arbeit als Grundlage genommen.

In der HF- und Mikrowellentechnik wird die Ausbreitung von Wellen auf Leitungen und in Schaltungen betrachtet. Dabei kommt es zur Reflexion von Wellenanteilen, die sich zum Ausgangspunkt zurück ausbreiten. Ob sich eine Schaltung unter dem Einfluss der einfallenden, hinlaufenden Welle genauso verhält wie unter dem der reflektierten, zurücklaufenden, kann mit den Begriffen Reziprozität und Symmetrie unter Verwendung von Streuparametern (\underline{S} -Parameter) beschrieben werden. Soll die Schaltung bi-direktional genutzt werden und die Induktivität außerdem nicht in einem Pfad nach Masse, sondern in Serie zu anderen Schaltungselementen benutzt werden, ist eine Untersuchung dieser Eigenschaften unumgänglich. Eine herkömmliche Induktivität ist aufgrund ihrer zwei Klemmen prinzipiell ein Eintor (auch Zweipol genannt), wie in Abbildung 2.2 links dargestellt. Sie wird durch einen einzigen Streuparameter beschrieben, sodass keine Transmissionsuntersuchungen dieser Induktivitätsschaltung möglich sind. Eine Induktivität kann jedoch auch in einer Zweitor-Darstellung beschrieben werden, wie in Abbildung 2.2 rechts dargestellt: dort liegt das Tor nicht zwischen den beiden Klemmen der Induktivität, sondern es befindet sich je ein Tor zwischen einer Klemme der Induktivität und einer Bezugsklemme. Die sich aus dieser Zweitor-Darstellung ergebende 2×2 Streumatrix ermöglicht neben der Beschreibung der Amplitude und Phase der reflektierten und übertragenen Leistungswellen eines Zweitores zusätzlich die Beurteilung von Reziprozität und Symmetrie. Das Kriterium der *Reziprozität* fordert die Austauschbarkeit der Tore, sodass gilt: wenn Vorwärtstransmission \underline{S}_{21} und Rückwärtstransmission \underline{S}_{12} gleich sind ($\underline{S}_{12} = \underline{S}_{21}$), ist von Transmissionsymmetrie, oder

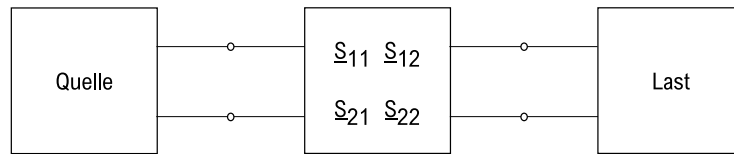


Abbildung 2.3. – Prinzipdarstellung eines Zweitports mit externer Quelle und Last.

Reziprozität die Rede, die wie folgt notiert werden kann [9]:

$$\underline{S}_{m,n} = \underline{S}_{n,m} \quad \forall m, n \text{ mit } m \neq n \quad (\text{Reziprozität}) \quad (2.8)$$

wobei m und n die Torbezeichnungen sind. Oft werden Reziprozität und Passivität synonym verwendet, da ein passives Bauelement im Allgemeinen ein richtungsunabhängiges Verhalten zeigt. Dieses reziproke Verhalten zeigt sich, wenn isotrope Materialien verwendet werden. Filter sowie Kabel, Dämpfungsglieder, Leistungsteiler und -koppler aus verteilten Leitungsbaulementen sind stets reziprok. Nicht-reziproke Netzwerke ergeben sich im Umkehrschluss üblicherweise aus der Verwendung aktiver Bauelemente oder anisotroper Materialien. Anisotrope Materialien haben abhängig von der Ausbreitungsrichtung eines Signals unterschiedliche elektrische Eigenschaften, wie beispielsweise Ferrite, aus denen Isolatoren und Zirkulatoren aufgebaut werden, die zwar passiv aber nicht reziprok sind [3],[8].

Die Eigenschaft *Symmetrie* ist eine Weiterführung der Reziprozitätsdefinition und fordert zusätzlich zur Transmissionssymmetrie auch Reflexionssymmetrie:

$$\underline{S}_{m,m} = \underline{S}_{n,n} \quad \forall m, n \quad \text{und} \quad \underline{S}_{m,n} = \underline{S}_{n,m} \quad \forall m, n \text{ mit } m \neq n \quad (\text{Symmetrie}) \quad (2.9)$$

In einem symmetrischen Netzwerk ist die Übertragung eines Signals demnach nicht von der Übertragungsrichtung abhängig; die Ein- und Ausgangstore sind austauschbar.

2.1.3. Stabilität

Als Stabilität wird die Eigenschaft einer Schaltung beschrieben, von zeitlich begrenzten Störungen nicht zum Schwingen angeregt zu werden. Passive Bauelemente enthalten nichts, das Leistung zu dem zu übertragenden Signal hinzufügen kann, sodass passive Elemente nicht schwingungsfähig sind. Bei aktiven Bauelementen hingegen trägt eine externe Leistungsversorgung zum übertragenen Signal bei. Zu den aktiven Schaltungselementen zählen neben dem Transistor auch Röhren, Dioden oder Spannungs- und Stromquellen. Im Allgemeinen sind Transistoren sowohl zu Verstärkung als auch zu Oszillation fähig.

Ob eine Oszillation stattfindet, hängt von zwei Aspekten ab: einerseits ist der Transistor selbst ausschlaggebend, sowie die Grenzen seines Kleinsignalverhaltens für bestimmte Frequenzen und Arbeitspunkte, und andererseits hängt es von den Quellen- und Lastimpedanzen der Schaltung ab [10]. Ein prinzipieller Aufbau eines Zweitores mit Quelle und Last ist in Abbildung 2.3 dargestellt. Wenn eine Transistorschaltung eine verstärkende oder eine, wie in der vorliegenden Arbeit, steuernde Funktion haben soll, ist ein Schwingvorgang unerwünscht. Eine Transistorschaltung, die unabhängig von den anliegenden Last- und Quellimpedanzen nicht beginnt zu schwingen, wird als unbedingt stabil bezeichnet. Wenn aber bestimmte Werte für diese Impedanzen einen Schwingvorgang anregen, so gilt die Schaltung als bedingt stabil [10]. In [11] zeigt Gonzales verschiedene Wege zum Stabilitätsbeweis. Die bekannteste der dort beschriebenen Methoden zur Betrachtung der Stabilität ist der Stabilitätsfaktor nach Rollet, oder k -Faktor, der 1962 von Rollet vorgestellt und anschließend von Kurokawa um eine Darstellung des k -Faktor mit \underline{S} -Parametern ergänzt wurde [12],[13]. Der k -Faktor setzt sich aus allen vier \underline{S} -Parametern eines Zweitores zusammen. Interessant hierbei ist, dass für den k -Faktor die Tore somit austauschbar sind und der Faktor so zu einer allgemeinen Beschreibung der Stabilität führt.

$$k = \frac{1 - |\underline{S}_{11}|^2 - |\underline{S}_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2 \cdot |\underline{S}_{12}| |\underline{S}_{21}|} \quad (2.10)$$

$$\Delta = \underline{S}_{11} \underline{S}_{22} - \underline{S}_{12} \underline{S}_{21} \quad (2.11)$$

Zusätzlich gibt es die zwei Bedingungen

$$|\underline{S}_{12} \underline{S}_{21}| < 1 - |\underline{S}_{11}|^2 \quad \text{und} \quad |\underline{S}_{12} \underline{S}_{21}| < 1 - |\underline{S}_{22}|^2 \quad (2.12)$$

die aber in der Praxis üblicherweise nicht untersucht werden [7]. Für $k > 1$ gilt eine Schaltung als unbedingt stabil. Das heißt, dass die Schaltung nicht schwingt, unabhängig von den Quellen- und Lastimpedanzen oder zusätzlichen passiven Bauelementen. Für $k < 1$ wird eine Schaltung als bedingt stabil betrachtet, da sie nur für bestimmte Quell- und Lastimpedanzen zu schwingen beginnt.

2.1.4. Passivität

Bauelemente können in Gruppen aktiven und passiven Verhaltens unterteilt werden. Bei aktiven Bauelementen ist es möglich, dass durch den Beitrag einer externen Energiequelle zum Übertragungssignal eine größere Leistung als Ausgangssignal abgegeben wird, als am Eingangstor eingespeist wurde. Ein Beispiel für dieses Verhalten ist die Verstärkerschaltung.

Passive Elemente generieren keine Leistung und verbrauchen oder speichern sie stattdessen. Diese Kategorie umfasst Widerstände, Kondensatoren, Spulen, Memristoren, Leistungsteiler und -koppler. Die reale Spule gehört zu den passiven, isotropen Netzwerkelementen, sodass ihre Verwendung in einer Schaltung weder eine Richtungsabhängigkeit noch Eigenschaften aktiver Schaltungen verursacht. Bei der Nachbildung der Induktivität durch eine äquivalente elektronische Schaltung muss folglich das Ziel sein, das gleiche Verhalten zu erreichen.

Passivität und Stabilität sind Eigenschaften, die oft zu Verwirrung bei dem Thema der Induktivitäten abbildenden Schaltungen führen. Schaltungen bestehend aus passiven Elementen können nicht schwingen und sind daher stabil. Als passiv werden Netzwerke nach Raisbeck bezeichnet, wenn sie folgenden Anforderungen genügen [14]:

1. Das Netzwerk ist linear.
2. Werden Ströme beliebiger Wellenform in die Klemmen eines Netzwerks eingebracht, wird die Gesamtenergie des Netzwerkes nicht negativ.
3. Keine Spannungen liegen zwischen den Klemmen an, bevor ein Strom in das Netzwerk eingespeist wird.

Wenn diese Definitionen auf ein Zweitor angewandt werden, muss der Realteil der resultierenden Impedanz positiv sein, damit die Schaltung als passiv gilt. In [15] wird bei der Unterscheidung aktiver und passiver Bauelemente aber zusätzlich dargelegt, dass Schaltungen, die aktive Bauelemente enthalten, passiv sein können, wenn die gesamte, gemittelte Kleinsignal-Leistung, die an allen Toren eingefügt ist, gleich null (verlustlos) oder positiv (verlustbehaftet) ist. Als Bewertungskriterium dafür wurde 1954 von Mason die Größe U als verfügbare Leistungsverstärkung einer unilateralen Schaltung eingeführt. Sie beschreibt, neben anderen Verwendungsmöglichkeiten, dass ein Zweitor für $U < 1$ passiv ist und für $U > 1$ aktives Verhalten aufweist [16]. Diese Mason Invariante wird in [17] unter anderem mittels \underline{S} -Parametern dargestellt. Da die Stabilität bei der Betrachtung aktiver Schaltungen von großem Interesse ist, wird U mit Hilfe des Stabilitätsfaktors k aus (2.10) beschrieben:

$$U = \frac{\left| \left(\frac{\underline{S}_{21}}{\underline{S}_{12}} \right) - 1 \right|^2}{2k \left| \frac{\underline{S}_{21}}{\underline{S}_{12}} \right| - 2 \operatorname{Re} \left[\frac{\underline{S}_{21}}{\underline{S}_{12}} \right]} \quad (2.13)$$

Die unilaterale Verstärkung U ist für die Verstärkerentwicklung ein vielseitig anwendbares Werkzeug, geht aber von einem rückwirkungsfreien Zweitor aus, bei dem keine Rückwärts-
transmission vom Ausgang auf den Eingang der Schaltung stattfindet. Bei HF-Verstärkern,

die normalerweise auch eine Rückwirkung von Ausgang auf Eingang aufweisen, wird von Rückwirkungsfreiheit ausgegangen, wenn der Einfluss auf die Verstärkung vernachlässigbar ist.

Bei der Induktivitätsschaltung sorgt eine transistorinterne parasitäre Rückkoppelkapazität dafür, dass diese Annahme nicht erfüllt ist. Diese Kapazität hat einen großen Einfluss auf das Schaltungsverhalten und kann daher nicht vernachlässigt werden. Eine den Rückkoppeleffekt neutralisierende externe Beschaltung kann unter Umständen dafür sorgen, dass $\underline{S}_{12} = 0$ gilt. Dieses Resultat ist jedoch nur nutzbringend, wenn die Induktivitätsschaltung in einem schmalen Frequenzbereich betrieben wird. Für Induktivitäten über einen breiteren funktionalen Frequenzbereich, wie in der vorliegenden Arbeit vorgestellt, ist die unilaterale Verstärkung für die Untersuchung der Passivität der Schaltungen nicht geeignet.

Die Frage, ob die Induktivitätsschaltung aktiv oder passiv ist, ist hier nur insoweit wichtig, dass die Schaltung, wenn sie kein passives Verhalten zeigt (entgegen der Entwurfsziele), zumindest nicht schwingen soll. Das heißt, Reziprozität und Stabilität sind für die Funktionalität von vordergründigem Interesse. In der vorliegenden Arbeit wird deshalb für die realisierten Schaltungen die Beurteilung des Parameters Passivität nicht verfolgt.

2.1.5. Rauschen

Ein Transistor unterscheidet nicht zwischen Nutzsignal und Rauschen und überträgt beziehungsweise verstärkt beides. Besonders relevant ist das bei Frontendanwendungen, wo aufgrund des geringen Signal-Rausch-Abstandes der Rauschanteil so klein wie möglich gehalten werden muss [10], da Signal und Rauschen sonst nicht mehr unterscheidbar sind.

Es gibt verschiedene Arten und Ursachen für das Rauschen. Unvermeidbar ist das thermische Rauschen (auch Nyquist- oder Johnsonrauschen [18],[19]), das auftritt sobald die Temperatur oberhalb des absoluten Nullpunktes liegt. Die Elektronen eines Stoffes sind dann in ständiger, zufälliger Bewegung und verursachen einen Rauschstrom beziehungsweise eine Rauschspannung, die das Nutzsignal verfälschen. Andere Rauscharten hängen von dem gewählten Bauelementtyp ab: dazu gehören das Schrotrauschen (auch Schottkyrauschen [19]), das von der Bandlücke der verwendeten Materialien des Transistors abhängt, oder das Funkelrauschen [20], das stromflussabhängig als Generations-/Rekombinationsrauschen im Halbleiter auftritt [21]. Die Ausprägung des Rauschens ist abhängig von dem Transistortyp, dem Herstellungsprozess und den Betriebsbedingungen. In der Praxis ist das Rauschen, resultierend aus der Überlagerung der verschiedenen Rauschquellen, in Herstellerdatenblättern aus Gründen der Praktikabilität durch je eine äquivalente Rauschstromquelle und eine Rauschspannungsquelle abgebildet. Es sind beide

Ersatzquellen notwendig, um die Effekte sowohl im Kurzschluss-, wie auch Leerlauffall darzustellen. In [22] werden Ursachen von Rauscheffekten und Methoden zu deren Minimierung während des Entwurfsprozesses der Transistoren erläutert. In der vorliegenden Arbeit steht der Prinzipbeweis und die Darstellung von Einflussgrößen der transistorbasierten Induktivitätsschaltung im Vordergrund. Das Rauschverhalten eines Transistors spielt deshalb an dieser Stelle noch eine untergeordnete Rolle. Mit Verwendung der Induktivitätsschaltung in einer konkreten Anwendung wird jedoch eine Berücksichtigung des Rauschens notwendig. In Kapitel 3.2 wird die Transistorwahl auch hinsichtlich ihres Rauscheintrages diskutiert.

2.2. Stand der Technik

Drahtlose, elektronische Systeme sind heute aus dem Alltag nicht wegzudenken. Die Nutzungsszenarien reichen von Unterhaltungselektronik wie Smartphones und Bluetooth-Kopfhörern bis hin zu großflächigen, industriellen Internetanwendungen. Mit der Zunahme frequenzagiler Systeme in den vergangenen Jahren nahm auch die Bedeutung abstimmbarer Schaltungen zu. Die Methoden, mit denen diese Abstimmbarkeit erreicht werden kann, sind dabei vielfältig und reichen zum Beispiel von mechanischen, über thermische bis hin zu elektronischen Wegen. In den letzten Jahrzehnten wurde die Entwicklung von variablen reaktiven Elementen mit dem Aufkommen der Schaltungsintegration stark voran getrieben. Im Bereich kapazitiver Schaltungselemente sind Kapazitätsdioden übliche Bauelemente, die in der Industrie weit verbreitet sind. Im Gegensatz dazu sind abstimmbare Induktivitäten in der Hochfrequenz-Schaltungstechnik weniger verbreitet. Es ist jedoch offensichtlich, dass abstimmbare Induktivitäten eine wertvolle Erweiterung für den Schaltungsentwurf darstellen. Sie ermöglichen zusätzliche Freiheitsgrade in der Schaltungsgestaltung und eine höhere Robustheit der Schaltung. Ganz allgemein ist die Entwicklung von Hochfrequenzinduktivitäten jedoch seit langem eine Herausforderung, weil entweder die Modellierung durch Einbeziehen parasitärer kapazitiver Effekte erschwert wird, oder die Gefahr einer unerwünschten Abstrahlung bestehen kann, oder der Platzbedarf, zum Beispiel bei gedruckten Spulen, sehr groß ist. Soll zudem eine Abstimmbarkeit der Induktivitätswerte ermöglicht werden, erschwert das zusätzlich den Entwurf einer allgemeingültigen, für unterschiedliche Szenarien gültigen Realisierung. Für abstimmbare Induktivitäten wurden deshalb im Laufe der Zeit verschiedene Ansätze bei der Entwicklung verfolgt. Sie sind auf die jeweiligen Anwendungsfälle angepasst und reichen von mechanischen Methoden der Abstimmung [23], über magnetische [24] bis hin zu elektrischen [25], wie übersichtsweise in Abbildung 2.4 dargestellt. Im Folgenden werden ausgewählte Literaturstellen nach den

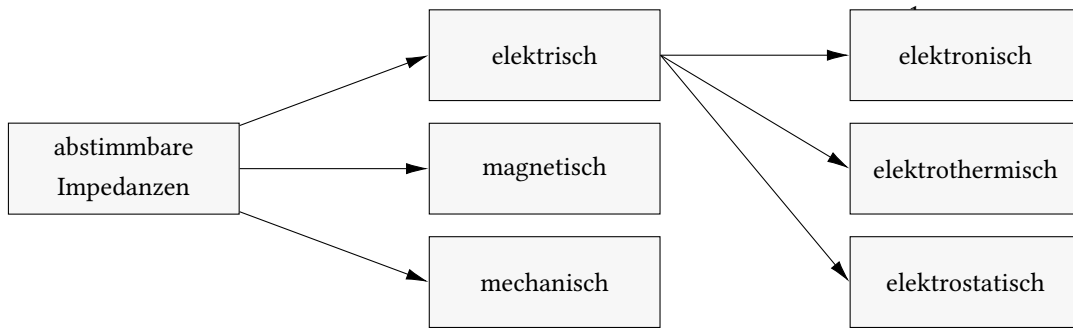


Abbildung 2.4. – Übersicht der Methoden, mit denen abstimmbare Induktivitäten in der Hochfrequenztechnik erreicht werden können.

im vorangegangenen Kapitel vorgestellten Kriterien verglichen: der Induktivitätswert und sein Variationsbereich, die dazu gehörigen Gütewerte und die dabei genutzten Frequenzen, sowie Reziprozität. Beginnend mit einer Übersicht von verschiedenen Methoden zur Bereitstellung von abstimmbaren HF-Induktivitäten zur allgemeinen Einordnung des Themas, werden im Anschluss die elektronisch abstimmbaren, transistorbasierten Induktivitätsschaltungen Gyrationsschaltung und Reaktanzschaltung weiter im Detail verglichen.

2.2.1. Methoden zur Erzeugung variabler Induktivitäten

Die Recherche von abstimmbaren Induktivitäten zeigt bei den vorgeschlagenen Lösungen eine starke Variation in den Methoden der Abstimmbarekeit, der Komplexität der Realisierungen und der geeigneten beziehungsweise der in den Veröffentlichungen betrachteten Anwendungsfälle. Eine allgemeine Besprechung von Publikationen zum Thema abstimmbarer HF-Induktivitäten findet in [26] statt: die Induktivitäten werden in vier Gruppen unterschieden, basierend auf ihren Abstimmmechanismen: Schalter und Relais, die die effektive Spulengesamtlänge ändern; bewegliche Metallflächen, deren Verschiebung den magnetischen Fluss in der Spule verändern; spannungsabhängige Änderung der Permeabilität eines Spulenkerns und die Variation der Kopplung zwischen primärer und sekundärer Spule. Für diverse Publikationen sind das Abstimmverhältnis L_{\max}/L_{\min} und die Güte für je eine Frequenz dargestellt. Zusätzlich sind Technologie, Abstimmmechanismus und gegebenenfalls Anwendung vermerkt. Um eine Einordnung in den aktuellen Stand der Technik für die später präsentierten Ergebnisse der transistorbasierten Reaktanzschaltung der vorliegenden Arbeit zu ermöglichen, sind die maximal und minimal erreichten Ergebnisse aus der Übersicht in Tabelle 2.2 wiedergegeben und im zweiten Teil der Tabelle um weitere, nicht in [26] besprochene, Publikationen ergänzt worden. Von dem geringsten vorgestellten Abstimmverhältnis wird bei einer dreidimensionalen MEMS-Spiralinduktivität variabler

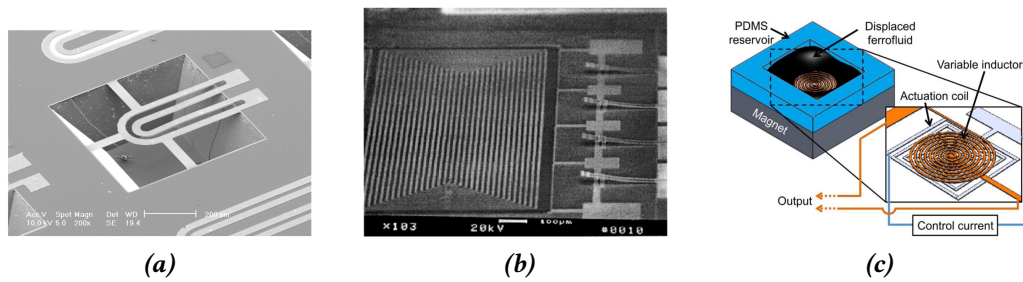


Abbildung 2.5. – Beispiele der Methoden, mit denen abstimbare Induktivitäten erzielt werden: (a) über Gleichstrom auslenkbarer Bimorph, der über den Winkel der Auslenkung die Induktivität variiert [30], (b) MEMS Schalter, die die Anzahl planarer Spulenwindungen schalten [31], (c) Ferrofluid als Spulenkern, gesteuert durch die Variation des Magnetfeldes einer zweiten Spule [32].

Höhe berichtet: sie zeigt eine Variation von 3,46 nH bis 3,75 nH bei 2 GHz und eine Güte kleiner zwei für den Frequenzbereich zwischen 0,05 GHz bis 16 GHz [27]. Eine maximale Variation der Induktivität, bezogen auf das Abstimmverhältnis, wurde bei [28] erreicht. Dort konnten einer planaren Spule mittels Schalter zusätzliche Windungen zugeschaltet und die Induktivität so zwischen 2,5 nH und 324,8 nH variiert werden. Die Gütewerte lagen allerdings bei 1,7 bei 0,5 GHz und 3,3 bei 1,6 GHz. Diese Realisierung hat damit auch einen der niedrigsten in [26] vorgestellten Gütewerte, zusammen mit [27] und [24], deren Güte mit „weniger als zwei“ notiert wurde. Die maximale erwähnte Güte hat einen Wert von 50,1 bei 2 GHz und wurde bei einer Spiralspule erreicht, deren Induktivitätswert variiert wurde durch eine darüberliegende, MEMS-gesteuerte Metallplatte [29]. Dieser Aufbau ermöglicht eine Variation des Induktivitätswertes zwischen 2,27 nH und 4,8 nH. Diese minimal und maximal erreichten Werte sind in Tabelle 2.2 abgebildet. Zusätzlich finden sich darin folgende Arbeiten und Ergebnisse abstimmbarer Induktivitäten: Eine magnetische Variation von Induktivitätswerten kann bei Spulen sowohl mittels beweglichem Kern [23], als auch durch Änderung der (Kern-) Permeabilität geschehen. Neben der magnetischen Variation kann die Induktivität auch mechanisch durch eine Variation der Gegeninduktivität zwischen den Windungen selbst [30] (s. Abb. 2.5a) oder einer Änderung der Windungsanzahl mittels der Verwendung von Schaltern [33], [31] (s. Abb. 2.5b) geändert werden. Al-Abidine et al. zeigen, dass eine abstimbare MEMS-Induktivität beispielsweise durch eine planare Spiralinduktivität erzielt werden kann, deren Leitungswindungen aus zwei übereinander aufgebrachtten Lagen bestehen, die zum Teil unterätzt, und somit frei schwingend, und zum Teil fixiert sind [34].

Tabelle 2.2. – Repräsentative Auswahl von Publikationen, die unterschiedlicher Methoden der Erzeugung abstimmbarer Induktivitäten abbilden. Zusätzlich sind ihre jeweils erreichten Induktivitäts- und Gütewerte dargestellt.

Autor, Jahr	Induktivität (nH) @Frequenz (GHz)	Güte @Frequenz (GHz)	Weitere Informationen
Fukushige[27],2003	3,64 ... 3,75 @ 2	<2 @ 0,05 ...16	konische MEMS-Spiralinduktivität variabler Höhe
Zhou[28],1999	2,5 ... 324,8 @ -	1,7 @ 0,5 3,3 @ 1,6	diskretes Abstimmen mittels elektrostatischen, bimorphen Schaltern (Schalten bis 10 kHz) und planarer Spiralinduktivität
Okada[29],2006	2,27 ... 4,8 @ 2	50,1 @ 2	MEMS-gesteuerte Metallplatte über einer planaren Spiralspule
Hikmat[35],2017	92 ... 109 @ 0,005 110 ... 115 @ 0,1	1 ... 2 @ 0,005 11 ... 15 @ 0,1	3D-Spiralinduktivität, Höhenvariation mittels Temperatur
Fang[36],2010	0,44 ... 0,68 @ 0,1 0,37 ... 0,60 @ 5	1,6 ... 2,3 @ 0,1 9 ... 13 @ 5	planare Spiralinduktivität mit Plattenaktuatoren in elektrostatisch gesteuertem Abstand
Assadsangabi[32],2013	185 ... 210 @ 0,04 ... 0,05	10 ... 22 @ 0,05	planare Spiralinduktivität und spannungsgesteuertes Ferrofluid darüber
Kim[37],2016	2,5 ... 6 @ 2	10 ... 25 @ 2	(nur Simulationsergebnisse) miniaturisierte, da mehrlagige, Spiralinduktivität mit MEMS-Schaltern zwischen den einzelnen Lagen
Wainstein[38],2018	4,6 ... 15,3 @ 5 2,4 ... 9,6 @ 5	12,7 ... 14,6 @ 5 12,4 ... 18,0 @ 5	(nur Simulationsergebnisse) Memristortopologien, Schalten zwischen Zuständen durch Anlegen eines Feldes
Zadeh[33],2008	0,54 ... 1,1 @ 6	20 @ 6	Schalten zwischen Windungen einer gedruckten Induktivität, Schaltzustand für max. ΔL
Al-Abidine[30],2004	0,72 ... 0,77 @ 7,3	ca. 8,5 @ 7,3	parallele gedruckte Spulen mit Variation der Verkopplung durch Auslenkung eines Bimorph

Durch ein vertikal angelegtes, elektromagnetisches Feld kann, unter Ausnutzung des Bimorph-Verhaltens, die Leitung in vertikaler Achse ausgelenkt werden, was zu einer Änderung der Verkopplung zwischen den Windungen führt [30]. Zusätzlich gibt es mittels MEMS-Schaltern die Möglichkeit, zwischen zwei diskreten Induktivitätswerten umzuschalten [33], denn ähnlich zu der bimorphen Methode, wird bei der elektrostatischen Abstimmungsmethode oft mit Mikrorelais und -schaltern gearbeitet, die an verschiedenen Punkten der Windungen der Induktivität angebracht sind und so ein Umschalten zwischen der Anzahl an Spulenwindungen und somit der Induktivitätswerte ermöglichen. Vroubel et al. beschreiben in [24] eine planare Induktivität mit ferromagnetischem Kern, deren Permeabilität sich durch Variation des angelegten Gleichstroms ändert und so zur Variation der Induktivität führt. Assadsangabi et al. [32] präsentieren eine Induktivität, die ein Ferrofluid als beweglichen Magnetkern enthält. Wie in Abbildung 2.5c dargestellt, ist das Ferrofluid über einer planaren Spule angeordnet und mittels des Magnetfeldes einer weiteren Spule kann die Permeabilitätsverteilung auf der Spule kontrolliert werden. Die bisherigen vorgestellten Methoden haben gemeinsam, dass sie eine physikalische Spule mit fixem Induktivitätswert als Grundlage für eine abstimbare Induktivität nutzen, die aufgrund der Windungen einerseits anfällig für externe Störeinflüsse ist und andererseits einen großen Platzverbrauch im Layout bedeutet. Planare Spiralinduktivitäten haben zusätzlich den Nachteil, dass sie aus Leitungsstrukturen aufgebaut sind. Das heißt, je größer die resultierende Induktivität ist, desto größer sind die aus den Leistungen resultierenden Verluste. Hochgütige Induktivitäten sind mit diesem Induktivitätstyp nicht realisierbar. Eine Alternative zu diesen Ansätzen sind elektronisch abgestimmte Schaltungen, die das Verhalten einer technischen Spule nachbilden, aber deren Nachteile zu vermeiden versuchen. Zu dieser Schaltungsart gehören die Gyratorschaltung und die Reaktanzschaltung, die oft als äquivalent betrachtet werden. Im Folgenden werden daher ihre Unterschiede näher untersucht und ihre erreichbaren Kennwerte tabellarisch verglichen.

2.2.2. Abstimbare halbleiterbasierte Induktivitäten

Mit dem Prinzip der Reaktanzschaltung können sowohl Kapazitäten als auch Induktivitäten nachgebildet werden, deren Werte durch Variation des Arbeitspunktes der Schaltung abgestimmt werden können. Das Konzept geht auf vakuumröhrenbasierte Schaltungen aus den 1930er Jahren zurück und werden das erste Mal 1931 in einem Patent von Terman erwähnt [39]. Die Größe und der Leistungsverbrauch der vakuumröhrenbasierten Schaltungen sind jedoch nachteilig, sodass mit Aufkommen der Transistortechnik zahlreiche neue Patente eingereicht werden, die äquivalente Transistorschaltungen vorstellen. Tabelle 2.3

zeigt eine Auswahl von Literaturstellen, die sich mit dem Thema der Reaktanzschaltung und ihrer Anwendung befassen. Goodrich patentiert 1951 die erste transistorbasierte Reaktanzschaltung [40], gefolgt von Fujimura einige Jahre später [41]. Abbildung 2.6 zeigt exemplarisch eine transistorbasierte Reaktanzschaltung mit induktivem Verhalten aus dem Patent von Gremillet [42]. Der konkrete Schaltungsaufbau einer transistorbasierten Induktivitätsschaltung wird im weiteren Verlauf der Arbeit besprochen. Grundsätzlich wird die Funktionsweise der transistorbasierten Reaktanzschaltung sowohl in Patenten [40],[41],[42], als auch Lehrbüchern erläutert [21],[43],[44],[45]. Die vorgestellten Arbeiten beschäftigen sich mit der generellen Machbarkeit und beschreiben den Entwurf schmalbandiger, nicht-reziproker Induktivitäten für konkrete Anwendungsfälle. In keiner der Publikationen

Tabelle 2.3. – Übersicht von Publikationen zu der transistorbasierten Reaktanzschaltungen.

Autor, Jahr	Format	Inhalt
Sturley[46], 1945	Artikel	Vorstellen der vier Grundsaltungen und Rechenvorschriften
Goodrich[40], 1951	US Patent	Vorstellen von Reaktanzschaltungen, basierend auf Transistoren; Anwendungsvorschlag: Oszillator
Fujimura[41], 1959	IRE Proceedings	allgemeine Schaltung; kurze analytische Beschreibung der Schaltung; Anwendungsbeispiel: Oszillator
Dill[47], 1961	IRE Transactions	induktive Reaktanzschaltungen; h-Parameter für vereinfachende Annahmen; Diskussion der Eignung für Oszillator; nennt Nachteil der Schaltung: niedrige Güte oder Induktivitätswerte
Bogusz[48], 1964	US Patent	Funktionsweise und Werte einer praktischen Realisierung; Vorteile einer Miniaturisierung
Lewicki[49], 1966	Buch	Erwähnung induktiver Reaktanzschaltung in einer Übersicht von Realisierungsmethoden spulenfreier Induktivitäten
Gensel[50], 1967	Artikel	Gemeinsamkeiten von Vierpolen gyratorischen Verhaltens, Dimensionierungsvorschriften; Hinweis auf Probleme bei der Realisierung hoher Güten
Spataru[43], 1973	Buch	Allgemeine Übersicht der vier Grundsaltungen; für vereinfachte Schaltung ausführliche Herleitung von h - und Y -Parametern
Zinke[21], 2013	Buch	Erwähnung der vier Grundsaltungen

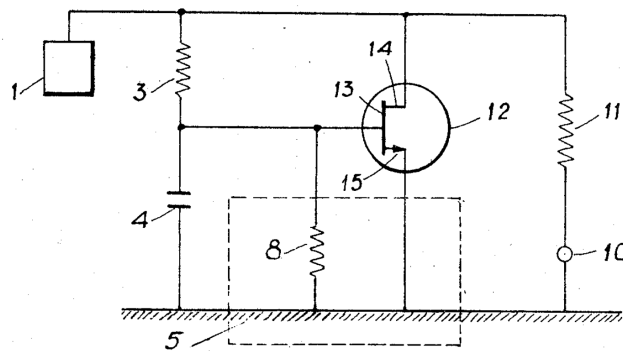


Abbildung 2.6. – Schaltbild der transistorbasierten Reaktanzschaltung mit induktivem Verhalten [42] in Reihe zu einem Resonanzschaltkreis (1). Die Schaltung beinhaltet die Rückkoppelelemente (3) und (4), Biaselemente (5, 8), den Transistor (12-15), sowie eine Spannungsversorgung (10), angeschlossen über einen Lastwiderstand (11).

werden allgemeingültige Entwurfsvorschriften beschrieben und nur in wenigen Fällen [41] wird ein Anwendungs- oder Dimensionierungsbeispiel gezeigt. Vorschläge für die Anwendung der Reaktanzschaltung beschränken sich auf die Oszillatorschaltung. Das Potenzial der Reaktanzschaltung, das über die Vorteile der Miniaturisierung durch Integration hinaus geht, wird nicht erfasst. Die Möglichkeit, breitbandig nutzbare, reziprok arbeitende, abstimmbare HF-Induktivitäten zu realisieren wird nicht thematisiert.

Zu der Gruppe der elektronischen, halbleiterbasierten, abstimmbaren Induktivitäten zählt neben der Reaktanzschaltung auch die Gyrator-Induktivitätsschaltung (engl. *active inductance*), deren Konzept 1948 von Tellegen vorgestellt [25] und später ebenso in die Transistortechnik überführt wurde [51]. Die Gyratorschaltung ist eine weit verbreitete, elektronisch abstimmbare Induktivität, die oft als identisch zu der transistorbasierten Reaktanzschaltung betrachtet wird, da beide abstimmbares, induktives Verhalten auf der Basis von rückgekoppelten Transistorschaltungen zeigen. Neben der Nachbildung induktiven Verhaltens, können Gyratorschaltungen auch eine Induktivität in eine Kapazität transformieren; der Anreiz dafür ist aber geringer, da Kapazitäten im Allgemeinen von kleinerem Abmaß als Spulen sind und bei den gleichen Kosten bessere Gütefaktoren haben. Ein entscheidender Vorteil transistorbasierter Induktivitäten wie der Reaktanzschaltung und der Gyratorschaltung ist, dass sie ohne physikalische Spulenwindungen aufgebaut werden können. Das verhindert magnetische Verkopplung und macht sie weniger anfällig für externe Störeinkopplungen. Im Gegenzug müssen die Stabilität der Schaltung beziehungsweise ihr Rauschverhalten genau untersucht werden, wenn es zu der Verwendung transistorbasierter Induktivitäten in komplexeren Schaltungen kommt. Beide Schaltungsansätze haben gemeinsam, dass sie elektronisch Induktivitäten nachbilden und als zentrales Bauelement

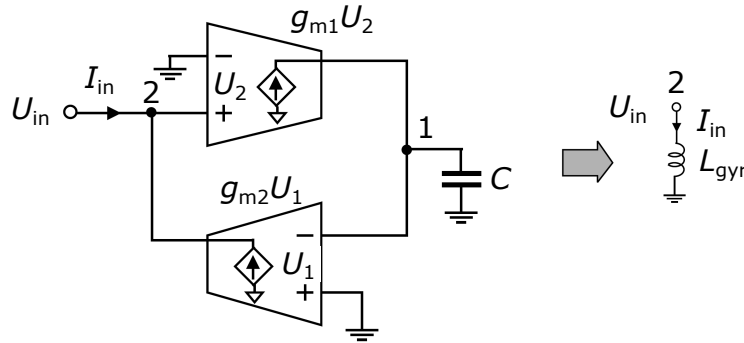


Abbildung 2.7. – Prinzipieller Aufbau einer idealen Eintor-Gyratorschaltung nach [52], die aus zwei Transkonduktanzverstärkern und einer Kapazität besteht.

einen Transistor verwenden. Die Definition durch Tellegen macht jedoch zweifelsfrei die Grenze zwischen den beiden Ansätzen deutlich. Tellegen bezeichnet den Gyrator als theoretische Erweiterung zu den vier bereits bestehenden, linearen Bauelementen Widerstand, Kondensator, Spule und dem idealen Transformator, wobei der Gyrator im Gegensatz zu den anderen vier jedoch nicht reziprok ist:

”Besides the capacitor, the resistor, the inductor, and the ideal transformer a fifth, linear, constant, passive network element is conceivable which violates the reciprocity relation (...). We have denoted it by the name of ‘ideal gyrator’ [25].”

Die Beschreibung der grundlegenden Gyratoreigenschaften umfasst nach Tellegen, dass das Element sich nicht transmissionssymmetrisch verhält. Die Prinzipschaltung eines Gyrtors nach [52] ist in Abbildung 2.7 dargestellt. Sie besteht aus zwei rückgekoppelten Verstärkern. Ist ein Tor des Gyrtors mit einer Kapazität verbunden, wie in Abbildung 2.7 dargestellt, wird die Schaltung eine Gyrator-C Schaltung genannt [52]. Diese Schaltungen werden verwendet, um Induktivitäten nachzubilden, wobei der Wert der Induktivität direkt proportional zu der Größe der Kapazität ist und umgekehrt proportional zum Produkt der Steilheiten der Transistoren:

$$L_{\text{gyr}} = \frac{C}{g_{m1} g_{m2}}. \quad (2.14)$$

In der Praxis verschwimmt die Grenze zwischen Gyrator und Reaktanzschaltung jedoch zusehends: Wo zunächst Gyrtoren üblicherweise mit zwei Transistoren aufgebaut wurden und Reaktanzschaltungen nur mit einem, wurde seitdem auch von Gyrtoren berichtet, die mit nur einem Transistor aufgebaut sind [53] oder Reaktanzschaltungen, die mehrere Transistoren beinhalten [54]. Auch der notwendige Massebezug des Gyrtors konnte

Tabelle 2.4. – Vergleich zentraler Eigenschaften für die Gyrator- und die Induktivitätsschaltung.

Eigenschaft	Gyrator	Induktivitäts- schaltung
schwimmend	o	+
integrierbar	+	+
abstimmbar	+	+
symmetrisch	o	+
breitbandig	o	+
hohe Güte	o	o

+ besitzt die Eigenschaft, – besitzt die Eigenschaft nicht,
o Eigenschaft kann mit Aufwand realisiert werden

durch die Verwendung von zwei Gyratorschaltungen vermieden werden und es finden sich Publikationen zu schwimmenden und teilweise schwimmenden Aufbauten [55], [56], [57], [58]. Bei diesen zusätzlichen Realisierungsarten werden dafür Kompromisse bezüglich der Abstimmbarkeit generell gemacht, dem Abstimmbereich, Breitbandigkeit oder der Güte. Eine Übersicht der etablierten Gyratorschaltungen und ihrer Forschergruppen ist in [52] abgebildet. Tabelle 2.4 stellt die zentralen Eigenschaften von induktiver Gyrator- und induktiver Reaktanzschaltung vergleichend dar. Die Eigenschaften der induktiven Gyrator-schaltung, insbesondere die Asymmetrie und der Schaltungsaufwand für schwimmende Schaltungsvariationen, lässt erwarten, dass Raum für Verbesserungen durch eine induktive Reaktanzschaltung besteht. Die Entwürfe von induktiver Gyrator- und Reaktanzschaltung nähern sich zwar an, aber keiner der Gyrator-Ansätze beschäftigt sich gemäß dem Wissen der Autorin mit dem Konzept der Reziprozität. Für die im Folgenden näher vorgestellte induktive Reaktanzschaltung wird neben einem breiten, nutzbaren Frequenzbereich, in dem die Induktivität konstant ist, und einem großen Abstimmbereich, auch die Reziprozität und Symmetrie der Schaltung betrachtet und als eines der Hauptziele verfolgt. Branchi präsentiert in [59] in Zusammenarbeit mit der Forschungsgruppe um Leuzzi, Pantoli und Stornelli eine schwimmende und symmetrische Gyratorschaltung. In dieser Publikation werden auch andere Realisierungen schwimmender Gyratorschaltungen vorgestellt. Die Ergebnisse der Schaltungen zeigen Induktivitätswerte zwischen 0,25 nH und 330 nH, Nutzfrequenzen zwischen 0,4 GHz und 22 GHz sowie Gütewerte zwischen 68 und 700. Jedoch ist keine dieser Schaltungen für abstimbare Induktivitätswerte oder Verwendung über einen breiteren Frequenzbereich entworfen. Um diesen schwimmenden Schaltungsaufbau zu erreichen, wird der Schaltungsumfang mindestens verdoppelt. Dieselbe Forschergruppe hat außerdem Arbeiten publiziert, in denen die Gyratorschaltung mit nur einem Transistor aufgebaut wird [53]. In der Literatur finden sich zu Gyratorschaltungen nach ihrer Einfüh-

rung [25] insbesondere Grundlagenpublikationen [52] und Berichte der Verwendung in konkreten Anwendungen, die meistens Filterschaltungen sind [61, 60]. Die Beschreibungen in den Grundlagenpublikationen sind vorwiegend analytischer Art und befassen sich mit theoretisch erreichbaren Werten [62]. Die analytische Betrachtung erfordert das Treffen einiger Annahmen, die die Ausdrücke besser handhabbar machen. Das bedeutet einerseits eine gewisse Abweichung von den real erreichbaren Werten, ermöglicht andererseits aber auch erste Abschätzungen zu den Größenordnungen der Ergebnisse ohne komplexe Schaltungssimulationen. Entgegen der Erwartung der Autorin findet der Vergleich von Gyrationsschaltung und Reaktanztransistorschaltung wenig Erwähnung in der Literatur. Ein Großteil der jüngeren Publikationen [60],[61],[63],[64] präsentiert die Gyrationsschaltung als Teil einer komplexeren Schaltung. Das erschwert eine Bewertung der charakteristischen Kenngrößen einer Induktivität, sowie ob und inwieweit sich diese seit den ersten Publikationen der Gyrationsschaltung weiter entwickelt haben. Die für Tabelle 2.5 ausgewählten Publikationen spiegeln die zuvor beschriebene Entwicklung des Gyrationsschalters von theoretischen Überlegungen hin zum Bestandteil praktischer Anwendungen wieder. Die Abstimmbarkeit der Induktivität stand bei der Zusammenstellung dieser Tabelle nicht im Vordergrund, da sie auch in den vorgestellten Publikationen nur selten relevant ist. In [62] wird aus den verschiedenen Gyrationsschaltungen der induktiv wirkende Gyrationsschalter für eine nähere Beschreibung ausgewählt. Es wird beschrieben, dass prinzipiell beliebig hohe Gütewerte erreichbar sind, allerdings „auf Kosten des Induktivitätswertes“. Die Ursache liegt in der Dimensionierung eines Widerstandes, der quadratisch in den Wert der äquivalenten Induktivität eingeht, aber umgekehrt proportional die Güte beeinflusst. Auch bei Voorman et al. [58] wurde die Möglichkeit einer hochgütigen, integrierten Induktivität als primäres Ziel verfolgt, ohne die erreichbaren Induktivitätswerte näher zu untersuchen. Hochmair zeigt in [57] zwar auch Induktivitätswerte, steht aber ähnlichen Herausforderungen wie Voorman et al. gegenüber: das Entwurfsziel einer hohen Güte wird so weit verfolgt, dass die Schaltungen nicht mehr unbedingt stabil sind. Hara et al. [64] und Leifso et al. [63] zeigen Induktivitäts- und Gütewerte, deren Größenordnungen vergleichbar sind mit den Ergebnissen anderer Induktivitäten aus Tabelle 2.2, die allerdings auch abstimmbar sind. Die letzten zwei Publikationen der Tabelle 2.5 wurden exemplarisch ausgewählt für die Vielzahl der publizierten Arbeiten aus der Gruppe um die Forscher Leuzzi, Pantoli und Stornelli. Diese Forschergruppe hat in den letzten Jahren einen Hauptanteil an den Publikationen zur Schaltungstechnik eines Gyrationsschalters. Sie versuchen dabei, die Grenzen (nach der Definition von Tellegen) der Gyrationsschaltung zu erweitern und arbeiten auch an schwimmenden und reziproken Varianten der Gyrationsschalter-Induktivität, sowie an Einzeltransistor Schaltungsvarianten [60]. Leider werden dabei vornehmlich Anwendungsbeispiele gezeigt, die keine

Induktivitäts- und Gütewerte explizit erwähnen. Das erschwert den direkten Vergleich mit einer transistorbasierten Reaktanzschaltung. Tabelle 2.4 illustriert die verschwimmende Grenze zwischen Gyratorschaltung und Reaktanzschaltung: beide Ansätze können integriert und abstimmbare realisiert werden und mit beiden Ansätzen können unter Umständen hohe Gütewerte erzielt werden. Auch schwimmende und breitbandige Anwendungen lassen sich, mit zusätzlichem Aufwand für Gyratorschaltungen, prinzipiell realisieren, sind aber für Reaktanzschaltungen leichter erreichbar. Symmetrie wurde für Gyratorschaltungen nach Kenntnis des Autors nicht erreicht und trotz der in Tabelle 2.5 vorgestellten Ausnahme, benötigen in der Regel nahezu alle Gyratorinduktivitäten einen Massebezug und werden daher nur in parallelen Pfaden nach Masse benutzt. Die transistorbasierte, induktive Reaktanzschaltung hingegen hat den Vorteil, dass sie in reziproken Anwendungen, wie Filtern, sowohl als paralleles, als auch als seriellles Bauelement verwendet werden kann. Die Vorteile des Ansatzes liegen auf der Hand: geringe Größe, geringer Leistungsverbrauch (im Vergleich zu der Röhrentechnik), und große Abstimbereiche bei hohen Arbeitsfrequenzen, sowie das Fehlen von energiespeichernden physikalischen Windungen einer Spule, was unerwünschte, magnetische Koppeffekte ausschließt. Diese Eigenschaft führt weiterhin dazu, dass die Schaltung ein Gewinn für integrierte Schaltungen ist, wo Spulen einen großen Flächenverlust bedeuten und damit kostenintensiver in der Fertigung sind.

Tabelle 2.5. – Übersicht erreichbarer Induktivitäts- und Gütewerte von ausgewählten Publikationen zu Gyratorschaltungen.

Autor, Jahr	Induktivität (nH) @Frequenz (GHz)	Güte @Frequenz (GHz)	Weitere Informationen
Rao[62],1967	n.a.	58 @ 280 kHz	Berechnung für maximal erreichbare Gütewerte und Realisierung
Voorman[58],1972	n.a.	>500 @ kHz	Integrierter, hochgütiger „semi-schwimmender“ Gyrator, zu hohen Frequenzen hin instabil
Hochmair[57],1977	0,25 ... 250 @ kHz	500 ... 1200 @ kHz	Design mit > 20 Transistoren, adaptierbar auf schwimmende und semi-schwimmende Schaltung
Hara[64],1989	2 ... 3 @ 3	2 @ 3	Kaskode- und Rückkoppelschaltung, geringe Verlustleistung
Leifso[63],2001	6,5 ... 110 @ 0,1 ... 1	n.a.	Integrierte Induktivität
Leuzzi[61],2011	10 @ 0,9	Resonanz @ 1,1	Verwendung in einem Bandpass, keine Abstimmung des Induktivitätswertes
Pantoli[60],2017	3,2 @ 0,73	n.a.	Bandpassfilter, geringe Leistungsaufnahme, keine Abstimmung des Induktivitätswertes

2.3. Die transistorbasierte Induktivitätsschaltung

Aus dem Prinzip der Reaktanzschaltung ergeben sich vier rückgekoppelte Grundsaltungen, die jeweils aus einem aktiven Element und zwei passiven Elementen im Rückkopplpfad bestehen. Das ist in Abbildung 2.8 links mit einem Bipolartransistor als aktivem Element dargestellt und in Anhang A ausführlicher gezeigt. Auf der rechten Seite von Abbildung 2.8 sind die Kombinationen der passiven Rückkoppelemente abgebildet, die für kapazitives oder induktives Verhalten an den Klemmen ursächlich sind. Der Wert der resultierenden Reaktanz wird durch die Änderung der Betriebsparameter des Transistors gesteuert.

2.3.1. Funktionsweise

Im Folgenden wird die Funktionsweise der Induktivitätsschaltung anhand eines Transistors in Bipolartechnologie erläutert, ein Feldeffekttransistor verhält sich aber analog. Die Unterschiede der beiden Transistortechnologien bezüglich der Anwendung in Induktivitätsschaltungen werden am Ende des Kapitels beschrieben. Es gibt zwei Varianten, um eine induktiv wirkende Schaltung zu erzeugen: sowohl eine resistive als auch eine kapazitive Rückkopplung können verwendet werden. Die Realisierung, wie in Abbildung 2.8d dargestellt, ist vorteilhafter unter dem Gesichtspunkt der Integration. Das vollständige Fehlen einer physikalischen Spule in der Schaltung verhindert zum einen magnetische Verkopplungseffekte und bedeutet zum anderen eine große Platzersparnis. Damit eine Kapazität eine Induktivität ersetzen kann, wird bei Betrachtung der Phasenlage dieser Größen deutlich, dass eine Transformation zwischen Ein- und Ausgang der Schaltung notwendig ist. Ein Transistor in Emitterschaltung verursacht die notwendige 180°-Phasendrehung des Eingangssignals, sodass eine Reaktanz am Eingang des Transistors am Ausgang invertiert ist. Die Phase der kapazitiven Eingangsbeschaltung von $\varphi = -90^\circ$ wird aufgrund der Phasenverschiebung des Transistors zu $+90^\circ$ und es zeigt sich induktives Verhalten am Ausgang. Deshalb wird die Grundsaltung, wie in Abbildung 2.8 links abgebildet, in der vorliegenden Arbeit verwendet. In Abbildung 2.9 wird sichtbar, dass der Anstieg (positiver oder negativer Art) der Basis-Emitter-Spannung U_{BE} den Anstieg respektive Abfall des Kollektorstroms I_C steuert. Durch den Anstieg von I_C wird der Spannungsabfall über R_C größer und die Spannung über dem Transistor U_{CE} wird kleiner und führt zu dem invertierten Ausgangssignal U_{out} :

$$U_{ctrl} = I_C \cdot R_C + U_{out} \quad (2.15)$$

2.3. Die transistorbasierte Induktivitätsschaltung

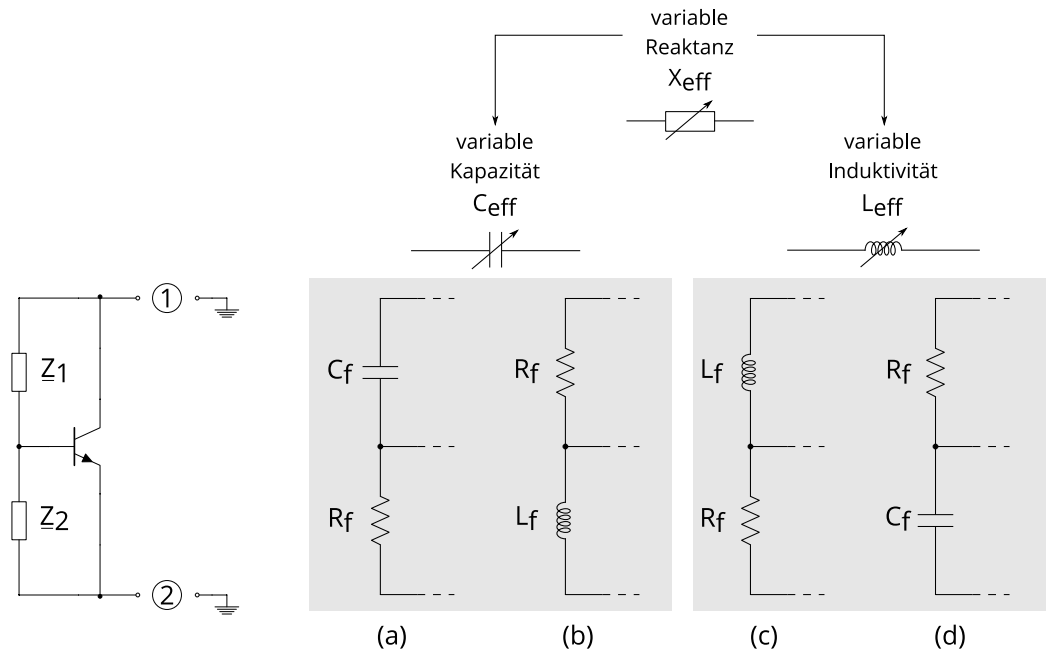


Abbildung 2.8. – Allgemeine transistorbasierte Reaktanzschaltung in Zweitor-Darstellung (links) und die vier Grundschaltungen (rechts). Die Grundschaltungen decken kapazitives und induktives Verhalten ab. Der Aufbau der Rückkopplpfade bestimmt das resultierende reaktive Verhalten.

Die Eigenschaften der resultierenden Induktivität werden durch mehrere Faktoren bestimmt. Die Dimensionierung der Rückkoppelelemente, welche die absolute Größe der resultierenden Induktivität L_{eff} bestimmen. Der Abstimmbereich in dem die Induktivität variiert werden kann, $\Delta L_{\text{eff}} = L_{\text{eff,max}} - L_{\text{eff,min}}$, wird durch die Variation der Steilheit des Transistors g_m bestimmt. Diese Variation entspricht oft dem Maximalwert von g_m . Neben der Transistorgröße der Vorwärtssteilheit beeinflussen auch die Transitfrequenz f_T und die parasitären Effekte des Transistors den Frequenzbereich, in dem die Schaltung nutzbar ist. Das unterstreicht, dass bereits die Wahl des Transistors und seiner Technologie entscheidend für den Entwurf der abstimmbaren Induktivitätsschaltung ist.

2.3.2. Wahl der Transistortechnologie

Ein Überblick über die Funktionsweise der verschiedenen Transistorarten macht deutlich, wie sich die Wahl eines Transistors beziehungsweise einer Transistortechnologie bei der Entwicklung einer Induktivitätsschaltung auswirkt. Grundlegend kann dabei zwischen unipolaren und bipolaren Transistoren differenziert werden. Beide Kategorien haben wiederum Untergruppen, die sich in ihren Funktionsweisen unterscheiden. Für die Entwicklung

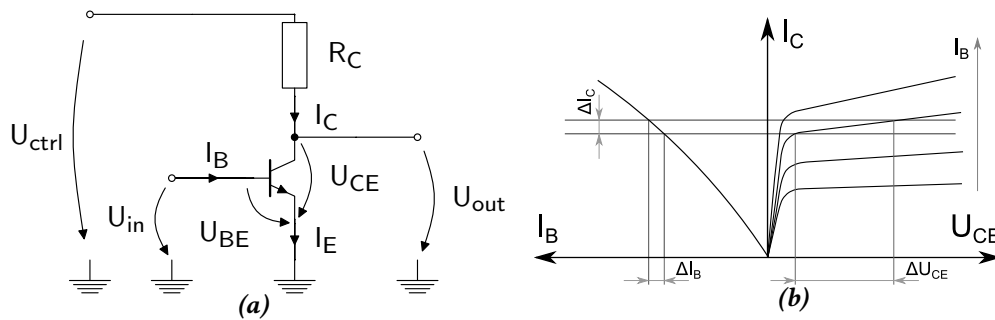


Abbildung 2.9. – Darstellung (a) der Ströme und Spannungen für die Emitterschaltung eines Bipolartransistors und (b) eines Ausschnitts aus dem Vierquadrantenkennlinienfeld, der Zusammenhänge zwischen Eingangsspannungen und Ausgangsströmen zeigt.

einer transistorbasierten Induktivitätsschaltung ist ein grundlegendes Verständnis der Unterschiede zwischen Transistortypen hilfreich, um beispielsweise zu beurteilen, welche Steilheitswerte mit welchem Transistor erreichbar sind, oder ob ein Transistor für reziproke Anwendungen geeignet ist.

Bipolare Transistoren (engl. *bipolar junction transistor* (BJT)) nutzen sowohl Elektronen- wie auch Löcherstrom und sind im Gegensatz zu unipolaren Transistoren aus n- und p-dotierten Stoffen aufgebaut. Der BJT besteht, wie in Abbildung 2.10 links illustriert, aus drei übereinander geschichteten Halbleitermaterialien. Aus der Abfolge von n- und p-dotierten Materialien ergeben sich zwei pn-Übergänge, die sich ähnlich zu pn-Dioden verhalten und von denen eine stets für eine Ladungsträgerart sperrend wirkt. Die beiden äußeren Elektroden werden dem Emitter und dem Kollektor zugeordnet und die mittlere, sehr dünne Schicht, der Basis des Transistors. Das Anlegen einer Spannung $U_{BE} > 0,7 \text{ V}$ zwischen Basis und Emitter führt dazu, dass die Basis-Emitter Diode leitend wird. Aufgrund der dünnen Schichtdicke gelangt nur ein geringer Teil der Elektronen in die Basisschicht, die restlichen Elektronen finden in der p-dotierten Schicht keine Löcher, gelangen auf die n-dotierte Seite und werden dort direkt von der positiven Spannung an der Kollektorklemme angezogen. Der Bipolartransistor ist stromgesteuert, sodass ein kleiner Stromfluss auf der Basis-Emitter Strecke I_B des Transistors einem großen Stromfluss auf der Emitter-Kollektor Strecke I_C zur Folge hat [21]. Bei *Feldeffekttransistoren* (FET) ist nur eine Ladungsträgerart am Stromfluss beteiligt und im Gegensatz zu den Bipolartransistoren werden FETs leistungslos gesteuert. Dafür wird eine Spannung an der Eingangsklemme, Gate genannt, verwendet, um den Transistor zu steuern. Ein n-Kanal FET besteht aus einem p-dotierten Substrat und zwei hochdotierten Source- und Drain-Gebieten, zwischen denen sich ein Kanal ausbildet. Über dem Kanal befindet sich oberhalb einer Isolationsschicht der Gate-Kontakt. In der vorliegenden Arbeit wird besonderes Augenmerk auf den Sperrschicht-FET (JFET) gelegt.

2.3. Die transistorbasierte Induktivitätsschaltung

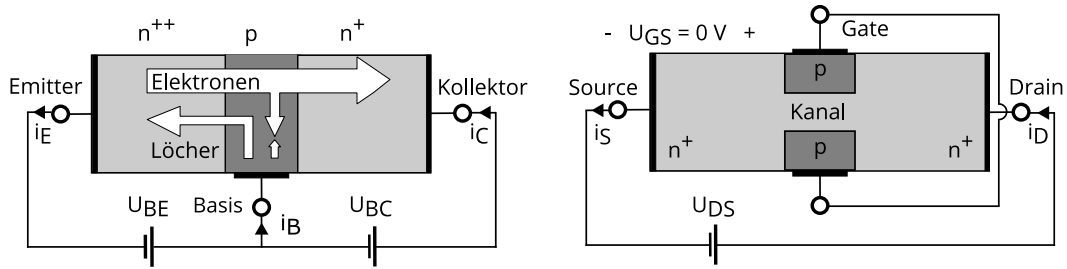


Abbildung 2.10. – Schematischer Aufbau von Transistoren. Links: bipolare Technologie (nnp-BJT) nach [65], rechts: unipolare Technologie (JFET) nach [66].

Der JFET ist der am einfachsten aufgebaute Feldeffekttransistor. Er besteht, wie in Abbildung 2.10 rechts dargestellt, aus einer schmalen, hochohmigen Halbleiterschicht, an die Source und Drain angeschlossen sind, sowie einer gegensätzlich dotierten Zone, die die Halbleiterschicht umschließt und an die das Gate angeschlossen ist [22]. Die Gate-Kanal Diode wird in Sperrrichtung betrieben, sodass kein Stromfluss stattfindet. Die Dicke der Verarmungszone kontrolliert den Stromfluss zwischen Source und Drain. Die Verarmungszone ist solange konstant, wie zwischen Source und Drain keine Spannung anliegt. Ohne externe Steuerspannung ($U_{GS} = 0 \text{ V}$) aber mit Spannung zwischen Drain und Source fließt der maximale Sättigungsstrom I_{DSS} durch den Kanal. Mit Anlegen einer Spannung wird die Kanalbreite eine nicht-lineare Funktion der Entfernung und dem nichtlinearen Spannungsabfall über der Kanallänge. Das Anlegen dieser zunehmenden Spannung U_{GS} am Gate vergrößert den Sperrbereich im Kanal und reduziert den durchfließenden Strom bis in den Abschnürbereich (engl. *pinch-off*) und die dazugehörige Abschnürspannung U_p , sodass der Kanal gesperrt wird.

Einer der zentralen Aspekte einer Reaktanzschaltung ist die Steilheit. Abhängig von der Transistortechnologie und der Änderung von Betriebsparametern des Transistors ändert sich so neben der Steilheit auch die resultierende Reaktanz, welche in der vorliegenden Schaltungsvariante induktiv ist. Im Allgemeinen wird die Steilheit durch das Verhältnis der Änderung des Ausgangsstroms zur Änderung der Eingangsspannung bestimmt $g_m = \Delta I_{out} / \Delta U_{in}$. Die Herleitung dieser Beziehungen ist in [67] beschrieben und führt für die beiden Transistortechnologien zu folgenden Ausdrücken:

$$g_{m,FET} = \frac{2}{|U_p|} \cdot \sqrt{I_D I_{DSS}} \quad (2.16)$$

$$g_{m,BJT} = \frac{|I_C|}{U_T} \quad (2.17)$$

Tabelle 2.6. – Vergleich zentraler Eigenschaften für die unipolare und bipolare Transistortechnologie.

Eigenschaft	Bipolar-transistor	Feldeffekt-transistor
Anzahl verwendeter Ladungsträger	2	1
Geschwindigkeit verwendeter Ladungsträger	schnell	sehr schnell
Steuerung	stromgesteuert	spannungsgesteuert
Eingangsimpedanz	niedrig	sehr hoch
Ausgangsimpedanz	niedrig	hoch
ESD-Sensibilität	robust	empfindlich
Vorwärtssteilheit	linear mit I_C	$\sqrt{I_D}$

Die Temperaturspannung hat bei Raumtemperatur einen Wert von $U_T \approx 26$ mV. Gleichung (2.17) zeigt, dass die Steilheit eines BJT sich direkt proportional mit I_C ändert, die Steilheit eines FET hingegen nur mit der Wurzel des Drainstromes. Typische Steilheitswerte für den unipolaren Transistor liegen bei $U_{DS} = 15$ V und $U_{GS} = 0$ V bei $g_m = 1$ bis 40 mS und für den bipolaren Transistor für $U_{CE} = 5$ V, $I_C = 2$ mA bei $g_m = 60$ bis 80 mS [68]. Das Erhöhen des Drainstroms ist nur bis zu einem bestimmten Wert sinnvoll, um die Steilheit zu vergrößern, danach ist der Steilheitszuwachs gering [69]. In Tabelle 2.6 sind grundlegende Eigenschaften der beiden Transistortechnologien zusammengefasst. Für die transistorbasierte Induktivitätsschaltung ergeben sich an dieser Stelle folgende Präferenzen bei der Wahl der Transistortechnologie: für symmetrische Induktivitätsschaltung ist zu erwarten, dass der Sperrschicht-Feldeffekttransistor aufgrund seines symmetrischen Aufbaus besonders geeignet ist. In Anwendungen, in denen die Symmetrie nicht von Bedeutung ist, ist ein Bipolartransistor die bessere Wahl für eine abstimbare Induktivität. Aufgrund der größeren Varianz der Vorwärtssteilheit bei dem BJT lässt sich ein größerer induktiver Abstimbereich erzielen und die im Allgemeinen höhere Grenzfrequenz f_T führt zu einem höheren nutzbaren Frequenzbereich.

2.3.3. Anwendungsgebiete

Resultierend aus dem grundlegenden Charakter einer abstimbaren Induktivität ergeben sich vielfältige Möglichkeiten einer praktischen Anwendung. Abstimbare Induktivitäten finden in vielen Szenarien Anwendung: von frequenzagilen Frontends bis hin zu Software-

2.3. Die transistorbasierte Induktivitätsschaltung

Defined-Radio in Rundfunk- und Mobilfunk-Anwendungen. Besonderes Potenzial stellen programmierbare Ansätze dar und Anwendungen, bei denen eine geringe Schaltungsfläche essentiell ist. Die Vorteile des Ansatzes liegen auf der Hand: zum einen zeigt die Reaktanzschaltung induktives Verhalten zwischen den Klemmen, ist aber andererseits frei von physischen Spulen, was unerwünschte, magnetische Koppeleffekte ausschließt. Diese Eigenschaft stellt insbesondere im Bereich integrierter Schaltungen, wo Spulen zu einem großen Flächenverbrauch führen und damit teuer in der Fertigung sind, einen Gewinn dar. Zudem greifen transistorbasierte Schaltungen auf gut beherrschte und weniger komplexe Fertigungsprozesse zurück. Insbesondere in der Filtertechnik stellen abstimbare Induktivitäten eine Neuerung und einen Vorteil im Schaltungsentwurf dar: eine Variation im Filterverhalten wurde bisher hauptsächlich durch abstimbare Kapazitäten erzielt. Soll der Abstimbereich des gesamten Filters noch erweitert werden, zum Beispiel eine Bandpass-Durchlassbandbreite oder eine Variation der Mittenfrequenz, ist eine weitere abstimbare Induktivität wertvoll. Aus der Thomsonschen Schwingungsgleichung wird der Einfluss eines zusätzlich abstimbaren, reaktiven Elementes deutlich:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}. \quad (2.18)$$

Die Resonanzfrequenz f_0 eines Schwingkreises ergibt sich aus dem Produkt der Induktivität L und der Kapazität C . Demnach erhöht sich der Variationsbereich dieser Resonanzfrequenz, wenn beide reaktiven Elemente abstimmbar sind. Andere elektronisch abstimbare Induktivitäten, wie der Negativ-Impedanzkonverter oder gyratorbasierte Induktivitätsschaltungen, sind fast ausnahmslos nur im Pfad nach Masse verwendbar. Aufgrund ihres Aufbaus haben sie einen Massebezug und können deshalb nicht in einem seriellen Pfad benutzt werden, was die Möglichkeiten ihrer Anwendung einschränkt. Anders verhält es sich mit den transistorbasierten, abstimbaren Induktivitätsschaltungen, die aufgrund ihres schwimmenden und symmetrischen Aufbaus sowohl im Pfad nach Masse, als auch in seriellen Pfaden verwendet werden können, wo sie den erzielbaren Abstimbereich der Filter erweitern, ohne die grundlegende Eigenschaft der Reziprozität zu kompromittieren.

2.4. Zusammenfassung

Zu Beginn wurden die allgemeinen *Beurteilungskriterien* beschrieben, die anschließend sowohl eine Einordnung der transistorbasierten Induktivitätsschaltung in das Feld der abstimmbaren Induktivitäten ermöglichen, als auch Bewertungsparameter der später realisierten Schaltungen sind. Die Beurteilungskriterien umfassen unter anderem Symmetrie und Passivität, sowie den Abstimmungsbereich und Gütefaktor. Weiterführend wurden die Eigenschaften einer idealen Induktivität geschildert, deren Nachbildung das theoretische Ziel der darauf folgenden Umsetzungen sind. Der *Stand der Technik* vergleicht Methoden der Erzeugung abstimmbarer Induktivitäten und beurteilt sie hinsichtlich Abstimmungsbereich und Induktivitätswert, Frequenzbereich und Realisierbarkeit, sowie ihrer anwendungsbezogenen Eignung. Tabellen stellen die Zahlenwerte der Beurteilungskriterien übersichtlich für die verschiedenen Methoden dar. Die Vielfalt der Umsetzungen unterstreicht dabei die Relevanz abstimmbarer Induktivitäten für die HF-Schaltungstechnik. Die Gyratorschaltung und die induktive Reaktanzschaltung sind halbleiterbasiert und aufgrund der Möglichkeit ihrer Miniaturisierung und der resultierenden Kostenreduktion besonders attraktiv. Die Gyrationsschaltung ist weit verbreitet, was durch die in Tabelle 2.5 zusammengetragenen Veröffentlichungen unterstrichen wird. Die Publikationen sind jedoch hauptsächlich anwendungsbezogen und zeigen komplexere Schaltungen, in denen keine konkreten Bewertungsgrößen für die Induktivitätsschaltung genannt sind. Der Vergleich von Reaktanzschaltung mit Gyrationsschaltung erfolgt deshalb auf qualitativer Ebene (siehe Tabelle 2.4). Es wird deutlich, dass Gyrationen nicht symmetrisch und nur selten schwimmend sind, sodass die Induktivitätsschaltung mit ihrem symmetrischen Verhalten, der Breitbandigkeit, dem schwimmenden Aufbau sowie der Möglichkeit der Miniaturisierung das Potenzial hat, eine Lücke in der HF-Schaltungstechnik zu schließen. Anschließend wird die Funktionsweise der Induktivitätsschaltung unter Berücksichtigung der Wahl der Transistortechnologie näher untersucht und eine Übersicht zu bisherigen Publikationen zu der Reaktanzschaltung vorgestellt, die deren Entwicklung abbilden. In diesen Quellen ist das Schaltungskonzept meistens nur sehr grundlegend erläutert, Anwendungsbeispiele finden sich dort kaum, ebenso wenig wie Entwurfsrichtlinien. Diese werden deshalb Thema des folgenden Kapitels.

3 | Analyseverfahren der Induktivitätsschaltung

3.1. Analytischer Ansatz zur Bestimmung der Induktivität	33
3.1.1. Verhalten einer idealen Induktivität	34
3.1.2. Induktivitätsschaltung basierend auf einer spannungsgesteuer-	
ten Stromquelle	35
3.1.3. Einfluss parasitärer Kapazitäten des Transistors	41
3.1.4. Kompensation der parasitären Kapazität	47
3.1.5. Gütesteigerung durch Serien-Mitkopplung	49
3.2. Ableitung von Entwurfsregeln	51
3.3. Zusammenfassung	55

Dieses Kapitel befasst sich mit den theoretischen Grundlagen, auf denen die Ergebnisgewinnung basiert. Zunächst wird die Induktivitätsschaltung in verschiedenen Stufen der Komplexität analytisch untersucht. Das hat zum einen das Ziel, einen mathematischen Ausdruck für die resultierende Induktivität zu erhalten, der direkt berechenbar ist und zum anderen, aus den deutlich werdenden Abhängigkeiten zwischen den Bauelementen Rückschlüsse auf eine vorteilhafte Dimensionierung der Bauteile zu ziehen.

3.1. Analytischer Ansatz zur Bestimmung der Induktivität

Die analytische Beschreibung der transistorbasierten Induktivitätsschaltung ermöglicht die Darstellung des Verhaltens einer Schaltung unabhängig von konkreten Bauteilwerten. Nach der Analyse von Abhängigkeiten und Vereinfachungen der Ausdrücke ermöglichen kompakte Rechnungen eine schnelle Ergebnisabschätzung, ohne komplexe Bauteil-Modelle



Abbildung 3.1. – Darstellung einer idealen Induktivität als Zweitor in (a) einer seriellen und (b) einer parallelen Anordnung.

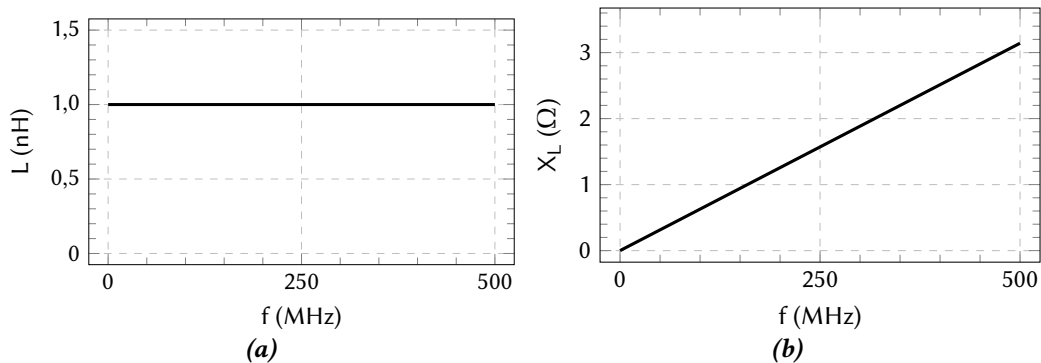


Abbildung 3.2. – Das Verhalten einer idealen Induktivität über der Frequenz. Dargestellt sind (a) der frequenzunabhängige Induktivitätswert repräsentativ bei 1 nH und (b) der linear mit steigender Frequenz zunehmende Wert der Reaktanz.

oder Schaltungssimulationssoftware. Auch bezüglich des Verständnisses der Schaltung ist die Erarbeitung einer analytischen Beschreibung wertvoll, um direkt in der Formel die Abhängigkeiten der einzelnen Entwurfsparameter und Ergebnisgrößen zu erkennen. In Abhängigkeit von der Wahl des Transistormodells sind die analytischen Darstellungen und Beschreibungen unterschiedlich präzise und komplex. Deshalb wird mit der Modellierung eines Feldeffekttransistors durch eine spannungsgesteuerte Stromquelle zunächst ein einfaches Szenario untersucht, um eine Referenz zu schaffen. Im Anschluss wird das analytische Modell schrittweise präziser gestaltet, um eine applikative Schaltung realistischer abzubilden.

3.1.1. Verhalten einer idealen Induktivität

Eine Induktivität kann sowohl seriell, als auch in paralleler Anordnung Anwendung finden. Beide Varianten sind in Abbildung 3.1 dargestellt. Eine abstimmbare Induktivität nach Masse kann auch durch Gyrationsschaltungen realisiert werden, sodass in der vorliegenden Arbeit die in Abbildung 3.1a dargestellte Schaltung nachgebildet wird. Ihr Verhalten wurde in Kapitel 2.1.1 im Detail beschrieben. Dort wird der Aufbau als Zweitor gewählt, um

3.1. Analytischer Ansatz zur Bestimmung der Induktivität

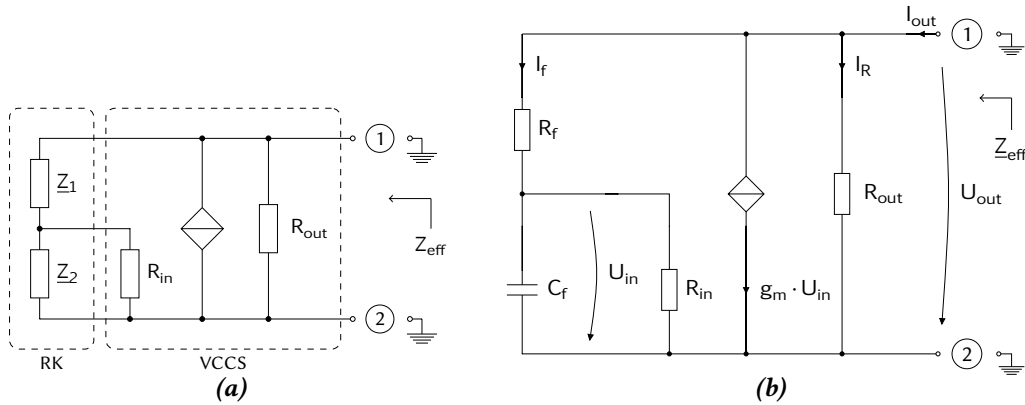


Abbildung 3.3. – (a) Schaltbild der allgemeinen Reaktanzschaltung basierend auf einer spannungsgesteuerten Stromquelle (VCCS) und (b) der induktiven Reaktanzschaltung.

das symmetrische und passive Verhalten abzubilden und eine Vergleichbarkeit mit den nachfolgenden Untersuchungen zu ermöglichen. Die Abbildung 3.2 zeigt den konstanten, frequenzunabhängigen Induktivitätswert einer idealen Induktivität von 1 nH. Aus Gleichung (2.4) wird deutlich, dass der reaktive Anteil der Impedanz \underline{Z}_{eff} mit steigender Frequenz und bei gleichbleibendem, resultierendem Induktivitätswert steigt. Da es keine ohmschen Verluste gibt, ist die Resistivität null und die Güte unendlich.

3.1.2. Induktivitätsschaltung basierend auf einer spannungsgesteuerten Stromquelle

Für die analytische Beschreibung einer Transistorschaltung muss ein sinnvoller Grad der Abstraktion der Transistorcharakteristiken gefunden werden, da eine vollständige Beschreibung aller statischen und dynamischen Effekte das Ableiten übersichtlicher Entwurfsregeln verhindert. Bipolartransistoren können in Näherung mittels einer spannungsgesteuerten Stromquelle (engl. *voltage-controlled current-source*, VCCS) modelliert werden. Abbildung 3.3a zeigt die allgemeine Reaktanzschaltung, die neben der VCCS die Elemente \underline{Z}_1 und \underline{Z}_2 als Platzhalter für passive Elemente enthält. Je nach Wahl dieser passiven Elemente hat die realisierte Schaltung kapazitives oder induktives Verhalten zwischen den Ausgangsklemmen. Für die induktive Schaltung werden \underline{Z}_1 und \underline{Z}_2 durch R_f , respektive C_f ersetzt, wie in Abbildung 3.3b dargestellt. Diese Abbildung zeigt die Aufteilung des Stroms I_{out} in den Strom im Rückkopplpfad I_f , den Strom I_R im Pfad des Ausgangswiderstandes und den Quellstrom $g_m U_{in}$. Der Strom I_f und die Spannung, die über dem Rückkoppelwiderstand R_f abfällt, sind gleichphasig. Die kapazitive Impedanz \underline{Z}_C des Kondensators zeigt eine Phasendifferenz von 90° zwischen Strom und Spannung. Aufgrund der spannungsgesteuerten

Kapitel 3. Analyseverfahren der Induktivitätsschaltung

Stromquelle ist der Quellstrom $g_m U_{in}$ gleichphasig mit der Spannung U_{in} . Die Phasenverzögerung des Stroms $g_m U_{in}$ um 90° gegenüber der angelegten Spannung U_{out} spiegelt an den Ausgangstoren 1 und 2 das induktive Verhalten wieder. Die effektive Impedanz \underline{Z}_{eff} zwischen den Polen der Schaltung ergibt sich aus dem Verhältnis von Ausgangsspannung U_{out} zu Ausgangsstrom I_{out} . Der Ausgangsstrom I_{out} teilt sich in drei Pfade auf: den Strom im Rückkoppelpfad I_f , im Stromquellenpfad $I_S = g_m U_{in}$ sowie den Strom I_R im Pfad des transistorinternen Ausgangswiderstandes R_{out} .

$$\underline{Z}_{eff} = \frac{U_{out}}{I_{out}} = \frac{U_{out}}{I_f + I_S + I_R} = \frac{U_{out}}{I_f + g_m U_{in} + I_R} \quad (3.1)$$

Die Ströme können ersetzt werden durch

$$I_R = \frac{U_{out}}{R_{out}} \quad \text{und} \quad I_f = \frac{U_{out}}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2} \quad (3.2)$$

und die Spannung U_{in} aus der Ausgangsspannung U_{out} mittels Spannungsteilerregel:

$$U_{in} = \frac{U_{out} \cdot \underline{Z}_2}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2}. \quad (3.3)$$

Dadurch ergibt sich für \underline{Z}_{eff} :

$$\underline{Z}_{eff} = U_{out} \cdot \left(\frac{U_{out}}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2} + g_m \frac{U_{out} \cdot \underline{Z}_2}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2} + \frac{U_{out}}{R_{out}} \right)^{-1} \quad (3.4)$$

Die Spannung U_{out} kürzt sich aus diesem Ausdruck:

$$\underline{Z}_{eff} = \frac{1}{\frac{1}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2} + g_m \frac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2} + \frac{1}{R_{out}}}. \quad (3.5)$$

Die weitere Berechnung von \underline{Z}_{eff} basiert auf den folgenden Annahmen:

1. Der Ausgangswiderstand des Transistors ist sehr hoch.

$$R_{out} \gg \sup_{\omega \in \mathbb{R}} |\underline{Z}_1(\omega) + \underline{Z}_2(\omega)| \quad (3.6)$$

Das führt (im Vergleich zu den verbleibenden Strömen I_f und I_S) zu einem vernachlässigbar kleinen Strom I_R in diesem Pfad:

$$I_R \ll I_f. \quad (3.7)$$

3.1. Analytischer Ansatz zur Bestimmung der Induktivität

Daraus ergibt sich folgender Ausdruck für $\underline{Z}_{\text{eff}}$:

$$\underline{Z}_{\text{eff}} \approx \frac{1}{(1 + g_m \cdot \underline{Z}_2)} \cdot (\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2). \quad (3.8)$$

2. Die Annahme, dass $g_m \cdot \underline{Z}_2 \gg 1$, da g_m in der Größenordnung von 0,001 bis 0,1 S liegt und \underline{Z}_2 für die Induktivitätsschaltung mit C_f ersetzt wird mit $\underline{Z}_2 = \frac{1}{j\omega C_f}$ für $\omega = 2\pi f$ bei $f = 10^6$ bis 10^9 Hz und $C_f = 10^{-6}$ F resultiert in folgendem Ausdruck:

$$\underline{Z}_{\text{eff}} \approx \frac{1}{g_m} \cdot \left(\frac{\underline{Z}_1}{\underline{Z}_2} + 1 \right). \quad (3.9)$$

Das Ersetzen der Rückkoppelemente \underline{Z}_1 und \underline{Z}_2 durch R_f , respektive $1/j\omega C_f$, wie in Abbildung 3.3b dargestellt, verursacht induktives Verhalten am Ausgang der Schaltung. Ein Anpassen von Gleichung (3.9) an die gewählten Rückkoppel-Elemente führt zu:

$$\underline{Z}_{\text{eff}} \approx \frac{1}{g_m} \cdot \left(\frac{R_f}{\frac{1}{j\omega C_f}} + 1 \right) = \frac{1}{g_m} \cdot (1 + j\omega R_f C_f). \quad (3.10)$$

Der Einfluss der Vorwärtsteilheit g_m wird bei separater Darstellung des Real- und Imaginärteils von $\underline{Z}_{\text{eff}}$ verstärkt deutlich:

$$\text{Re}\{\underline{Z}_{\text{eff}}\} \approx \frac{1}{g_m}, \quad \text{Im}\{\underline{Z}_{\text{eff}}\} \approx \frac{\omega R_f C_f}{g_m}.$$

Beide Ausdrücke zeigen eine starke Abhängigkeit von g_m . Der Imaginärteil ist zusätzlich abhängig vom Produkt der Rückkoppelemente und der Kreisfrequenz ω , was einer frequenzunabhängigen Induktivität entspricht. Das Verhalten der Induktivitätsschaltung kann mit dem Gütefaktor $Q_{\text{eff,ideal}}$ und dem Induktivitätswert $L_{\text{eff,ideal}}$ beschrieben werden:

$$L_{\text{eff,ideal}} = \frac{\text{Im}\{\underline{Z}_{\text{eff}}\}}{\omega} = \frac{1}{\omega} \cdot \frac{\omega R_f C_f}{g_m} = \frac{R_f C_f}{g_m} = \text{const.} \quad (3.11)$$

$$Q_{\text{eff,ideal}} = \frac{\text{Im}\{\underline{Z}_{\text{eff}}\}}{\text{Re}\{\underline{Z}_{\text{eff}}\}} = \omega R_f C_f \quad (3.12)$$

Der Induktivitätswert der Schaltung zeigt unter Verwendung der vereinfachenden Annahmen ein frequenzunabhängiges Verhalten. Die Rückkoppelemente R_f und C_f haben einen festen Wert, was zu einer effektiven Induktivität L_{eff} führt, die durch eine Änderung der Vorwärtsteilheit allein variiert wird. Der Gütefaktor hingegen ist frequenzabhängig und nimmt nach (3.12) mit zunehmender Frequenz zu, was jeder realen, passiven Induktivität

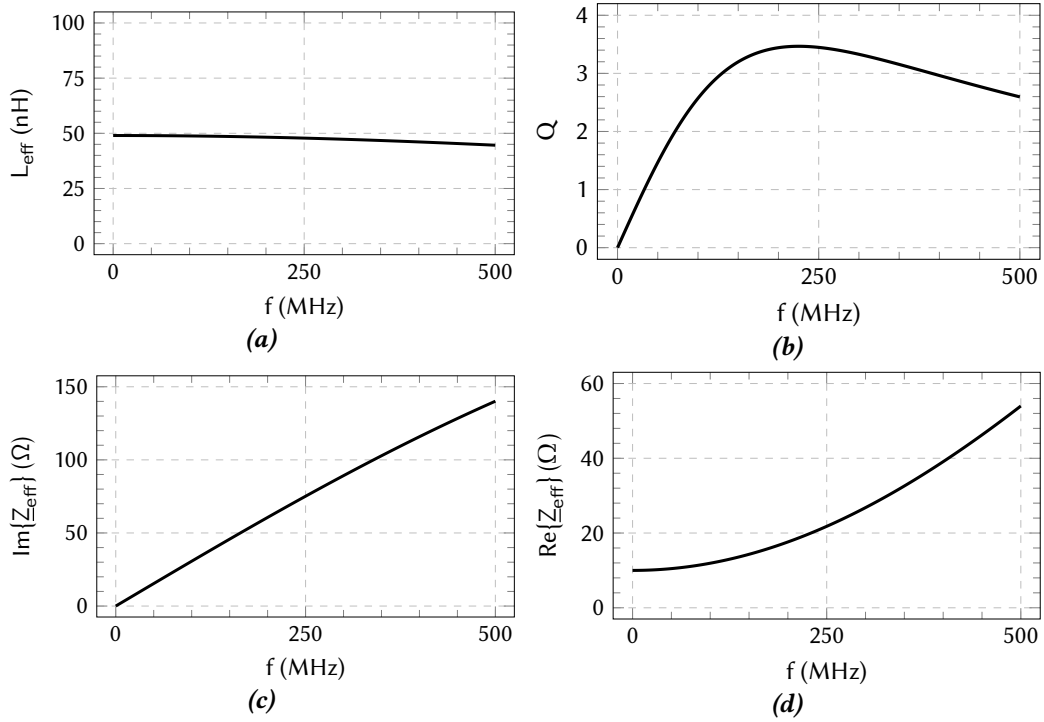


Abbildung 3.4. – Numerische Ergebnisse einer Induktivitätsschaltung basierend auf einer vereinfachten spannungsgesteuerten Stromquelle für Induktivität, Güte, den Real- und Imaginärteil.

auch zu eigen ist. Eine numerische Simulation der Schaltung in Abbildung 3.3b mit den Werten $R_f = 500 \Omega$, $C_f = 10 \text{ pF}$, $g_m = 100 \text{ mS}$ und idealen R_{in} und R_{out} zeigt jedoch das in Abbildung 3.4 dargestellte Verhalten. Die Ein- und Ausgangswiderstände R_{in} und R_{out} werden bei den analytischen Rechnungen nicht berücksichtigt. Untersuchungen zu ihrem Einfluss wurden durchgeführt und zeigen, dass sie für die analytische Rechnung, deren Ziel das Ableiten von Entwurfskriterien ist, keinen relevanten Einfluss haben, der die zunehmende Unübersichtlichkeit und Komplexität rechtfertigen würden. Abbildung 3.4 stellt die im weiteren Verlauf der Arbeit verwendeten Parameter einer Induktivität dar: Induktivitätswert, Güte, Real- und Imaginärteil für eine Variation der Frequenz. Neben einem Absinken der Induktivität mit zunehmender Frequenz in Abbildung 3.4a, wird in 3.4b ein frequenzabhängiges Maximum der Güte sichtbar, das nicht im Ausdruck (3.12) repräsentiert ist. Gleichung (3.12) lässt einen konstanten Anstieg der Güte erwarten. Die Abbildungen 3.4c und 3.4d zeigen zwar das erwartete Ansteigen des Imaginärteils, aber der Realteil ist nicht null und steigt ebenfalls mit zunehmender Frequenz. Die Ursache dieser Diskrepanz zwischen Numerik und Analytik liegt in der bisherigen Vernachlässigung des Stroms im Rückkoppelpfad. Mit zunehmender Frequenz nimmt die Impedanz

3.1. Analytischer Ansatz zur Bestimmung der Induktivität

des Rückwirkungspfades ab, da der kapazitive Widerstand von C_f sinkt, und der Strom in diesem Pfad nicht weiter vernachlässigt werden kann. Das bewirkt zunächst eine ohmsche Belastung der resultierenden Induktivität und führt zu einer Reduzierung der Güte mit steigender Frequenz. Eine Berücksichtigung des Stroms im Rückkoppelpfad I_R führt zu den nachfolgenden Formulierungen. Eine Rechnung, die den Strom im Rückkoppelpfad berücksichtigt, ist in Anhang B dargestellt. Für $R_f \gg 1/(\omega C_f)$ gilt:

$$\begin{aligned}
 I_{\text{out}} &= I_S + I_f = g_m U_{\text{in}} + \frac{U_{\text{out}}}{R_f} \\
 \text{und } U_{\text{in}} &= \frac{1}{1 + j\omega C_f R_f} U_{\text{out}} \\
 \underline{Z}_{\text{eff}} &= R_f \frac{1 + j\omega R_f C_f}{g_m R_f + 1 + j\omega R_f C_f} \\
 &\stackrel{g_m R_f \gg 1}{\approx} \frac{R_f(1 + j\omega R_f C_f)}{g_m R_f + j\omega R_f C_f} = \frac{1 + j\omega R_f C_f}{g_m + j\omega C_f}
 \end{aligned}$$

Mit der Trennung von Real- und Imaginärteil

$$\begin{aligned}
 \underline{Z}_{\text{eff}} &= \frac{g_m}{g_m^2 + (\omega C_f)^2} + \frac{(\omega C_f)^2 R_f}{g_m^2 + (\omega C_f)^2} \\
 &+ j \left(-\frac{\omega C_f}{g_m^2 + (\omega C_f)^2} + \frac{\omega C_f R_f g_m}{g_m^2 + (\omega C_f)^2} \right) \\
 &= \frac{g_m + (\omega C_f)^2 R_f}{g_m^2 + (\omega C_f)^2} + j \left(\frac{\omega C_f (g_m R_f - 1)}{g_m^2 + (\omega C_f)^2} \right) \quad (3.13)
 \end{aligned}$$

ermöglicht Gleichung (3.13) Beschreibungen für die frequenzabhängige Induktivität und Güte:

$$\begin{aligned}
 L_{\text{eff}} = \frac{\text{Im}\{\underline{Z}_{\text{eff}}\}}{\omega} &= \frac{C_f (g_m R_f - 1)}{g_m^2 + (\omega C_f)^2} \\
 &\stackrel{g_m R_f \gg 1}{=} \frac{g_m R_f C_f}{g_m^2 + (\omega C_f)^2} \\
 &= \frac{R_f C_f}{g_m} \cdot \frac{g_m^2}{g_m^2 + (\omega C_f)^2} \quad (3.14)
 \end{aligned}$$

$$= L_{\text{eff,ideal}} \cdot \frac{g_m^2}{g_m^2 + (\omega C_f)^2} \quad (3.15)$$

Kapitel 3. Analyseverfahren der Induktivitätsschaltung

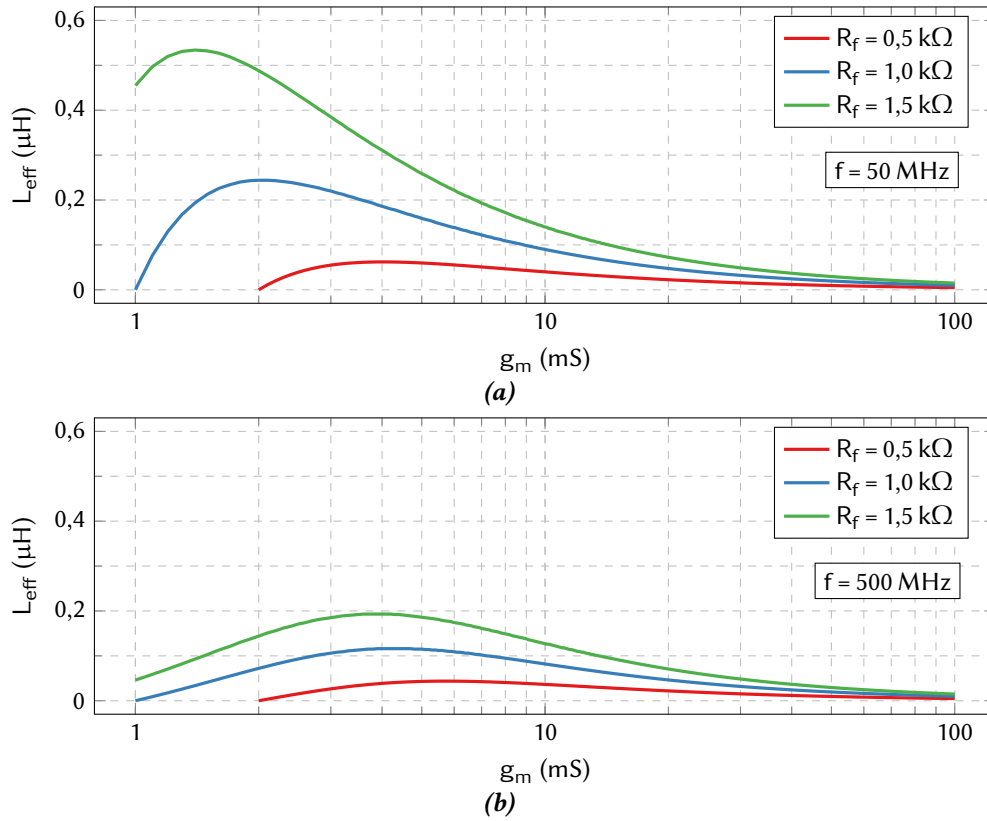


Abbildung 3.5. – Induktivität einer VCCS-basierten Schaltung über der Vorwärtsteilheit g_m für eine Variation des Rückkoppelwiderstandes von $R_f = 0,5 \text{ k}\Omega$, $1 \text{ k}\Omega$ und $1,5 \text{ k}\Omega$ bei einem gleichbleibenden $C_f = 1 \text{ pF}$. Abbildung (a) zeigt die Ergebnisse bei $f = 50 \text{ MHz}$ und Abbildung (b) bei 500 MHz .

$$Q_{\text{eff}} = \frac{\text{Im}\{Z_{\text{eff}}\}}{\text{Re}\{Z_{\text{eff}}\}} = \frac{\omega C_f (g_m R_f - 1)}{g_m + (\omega C_f)^2 R_f}$$

$$\stackrel{g_m R_f \gg 1}{=} \frac{\omega C_f R_f g_m}{g_m + (\omega C_f)^2 R_f} \quad (3.16)$$

$$= \frac{\omega C_f R_f}{1 + \frac{(\omega C_f)^2 R_f}{g_m}} = \frac{Q_{\text{eff,ideal}}}{1 + \omega^2 C_f L_{\text{eff,ideal}}} \quad (3.17)$$

Es wird deutlich, dass für niedrige Frequenzen die Ausdrücke (3.11) und (3.12) genügen, um eine Abschätzung des Induktivitätswertes und der Güte zu treffen. Zu höheren Frequenzen hin muss der Strom im Rückkoppelpfad berücksichtigt werden und ein Vergleich von (3.12) mit (3.17) zeigt den Unterschied der beiden Betrachtungsarten. Durch Darstellung der

3.1. Analytischer Ansatz zur Bestimmung der Induktivität

um Faktoren ergänzten Idealwerte wird in (3.15) und (3.17) deutlich, wo die Einflussgrößen liegen. Die Abbildung 3.5 zeigt den Einfluss der Variation der Vorwärtssteilheit g_m und der Dimensionierung der Rückkoppel-Elemente auf den Induktivitätswert L_{eff} . Die Schaltung, mit der die Ergebnisse erzielt wurden, ist in Anhang B abgebildet. Die Induktivitätswerte sind für eine Variation des Rückkoppelwiderstandes $R_f = 0,5 \text{ k}\Omega$, $1 \text{ k}\Omega$ und $1,5 \text{ k}\Omega$ bei einer gleichbleibender Rückkoppelkapazität $C_f = 1 \text{ pF}$ dargestellt. Ähnliche Ergebnisse lassen sich für eine Variation der Rückkoppelkapazität C_f erzielen. Abbildung 3.5a zeigt die Ergebnisse bei $f = 50 \text{ MHz}$ und 3.5b bei $f = 500 \text{ MHz}$. Neben den offensichtlichen Auswirkungen, welche die Variation der Rückkoppelemente auf die Größe der effektiven Induktivität L_{eff} hat, wird aus den Abbildungen außerdem deutlich, dass der durch die g_m -Variation erzielte Abstimmbereich der Induktivität mit zunehmender Frequenz geringer wird. Zudem wird sichtbar, dass die effektive Induktivität und die Vorwärtssteilheit nicht linear skalieren. Die größte Variation im Abstimmbereich der Induktivität wird bei Änderungen im unteren Variationsbereich von g_m erzielt. Für ansteigende Werte von g_m ändert sich der Induktivitätswert zunehmend weniger. Das bedeutet einerseits, dass (aufgrund von $I_{\text{out}}/U_{\text{in}}$) für geringe Ausgangsströme I_{out} die größte Variation der resultierenden Induktivitätswerte entsteht, die Schaltung also keinen großen Leistungsverbrauch hat. Andererseits führen geringe Schwankungen von I_{out} auch zu größeren Auswirkungen auf den einzustellenden Induktivitätswert.

3.1.3. Einfluss parasitärer Kapazitäten des Transistors

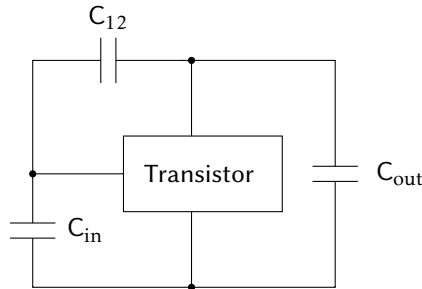


Abbildung 3.6. – Anordnung der parasitären Kapazitäten: die Eingangskapazität C_{in} , die Ausgangskapazität C_{out} und die Rückkoppelkapazität C_{12} .

Ein Vergleich der resultierenden Ausdrücke aus dem vorherigen Kapitel mit numerischen Rechnungen, die auf Hersteller-Transistormodellen basieren, zeigt, dass der Induktivitätswert eine größere Frequenzabhängigkeit aufweist und schneller mit zunehmender Frequenz sinkt, als sich aus den analytischen Beschreibungen ergibt. Aufgrund der Frequenzabhängig-

Kapitel 3. Analyseverfahren der Induktivitätsschaltung

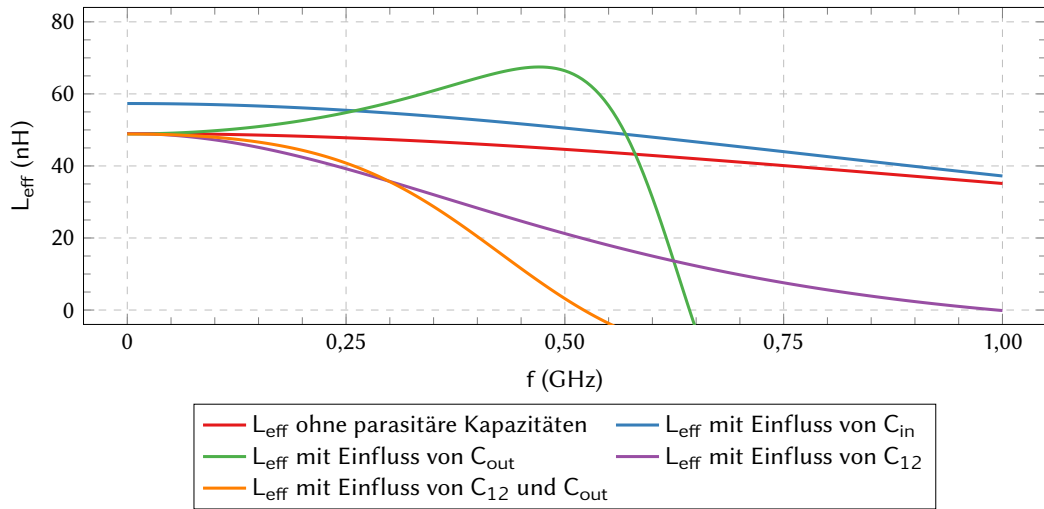


Abbildung 3.7. – Effekt der parasitären Kapazitäten eines Transistors C_{in} , C_{out} und C_{12} auf das Frequenzverhalten der resultierenden Induktivität L_{eff} .

keit des Effekts muss es sich dabei um ein parasitäres reaktives Element handeln. Darüber hinaus lässt das Abnehmen des Induktivitätswertes über der Frequenz den Schluss zu, dass es sich bei dem parasitären Element um einen kapazitiven Effekt handelt. In einem vereinfachten Modell lassen sich die parasitären Effekte eines Transistors durch drei zusätzliche Kapazitäten darstellen: die Eingangskapazität C_{in} , die Ausgangskapazität C_{out} und die Rückkoppelkapazität C_{12} . Sie befinden sich zwischen den drei Klemmen des jeweiligen Transistors, wie in Abbildung 3.6 dargestellt. Die *Eingangskapazität* C_{in} hat den größten Absolutwert dieser drei Größen. Für die Induktivitätsschaltung ist ihr Einfluss jedoch vernachlässigbar, da sie sich parallel zu C_f befindet. Die parallele Anordnung führt zur Summation von C_f und C_{in} ; die Änderung hat jedoch keine große Auswirkung auf die resultierende Induktivität und kann durch eine geeignete Dimensionierung von C_f kompensiert werden. Praktische Umsetzungen der Induktivitätsschaltung wurden in der vorliegenden Arbeit meist mit einer Rückkoppelkapazität $C_f = 1$ pF umgesetzt, bei Werten der Eingangskapazität des Transistors im Bereich von $C_{\text{in}} = 0,5$ bis 3 pF. Prinzipiell könnte die Rückkoppelkapazität C_f durch die parasitäre Kapazität C_{in} ersetzt werden, da sie ähnliche Größenordnungen haben, allerdings sind alle drei parasitären Kapazitäten dynamische Größen, und damit arbeitspunktabhängig.

Die *Ausgangskapazität* C_{out} ist die zweitgrößte parasitäre Kapazität und liegt zwischen den Ausgangsklemmen an. Wie in Abbildung 3.7 zu sehen, hat auch die Ausgangskapazität Einfluss auf das Verhalten der resultierenden Induktivität L_{eff} . Die Kapazität C_{out} und die effektive Induktivität L_{eff} bilden einen Parallelschwingkreis, der die Selbstresonanzfrequenz

3.1. Analytischer Ansatz zur Bestimmung der Induktivität

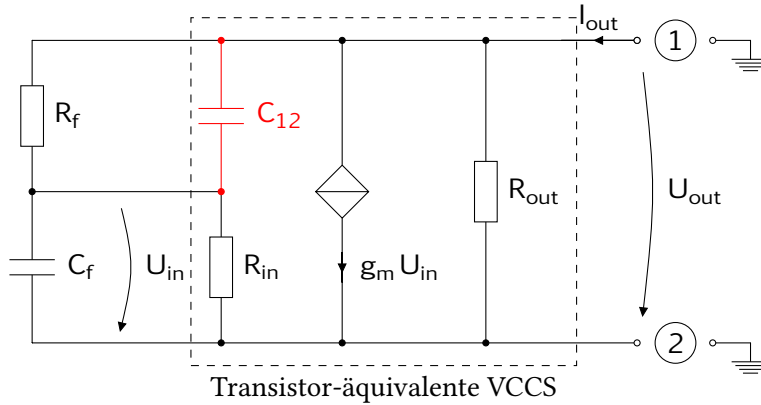


Abbildung 3.8. – Induktivitätsschaltung basierend auf der spannungsgesteuerten Stromquelle (VCCS) und unter Berücksichtigung der parasitären, transistorinternen Rückkoppelkapazität C_{12} .

der Induktivitätsschaltung verringert. Dieser Effekt ist schwer zu kompensieren und wird aus Gründen der Vereinfachung in den analytischen Rechnungen nicht berücksichtigt. Numerische Rechnungen nutzen komplexere Transistormodelle, die auch C_{out} beinhalten.

Die Rückkoppelkapazität C_{12} hat zwar einen Transistor-abhängigen, geringeren Wert als C_{out} und C_{in} , ist aber für die Induktivitätsschaltung von größerer Relevanz. Das ist dadurch begründet, dass eine Kapazität parallel zu R_f im Rückkoppelpfad ein Verhalten verursacht, das dem einer kapazitiven Reaktanz-Grundsaltung ähnelt (s. Abbildung 2.8a). Die Abbildung 3.7 zeigt den Effekt der parasitären Kapazitäten auf die effektive Induktivität über der Frequenz. Dafür werden Simulationen der Induktivitätsschaltung durchgeführt, die jeweils die parasitären Kapazitäten berücksichtigen oder außen vor lassen, wie in der Legende dargestellt. Die gewählten Größen der untersuchten Kapazitäten basieren auf den Datenblattwerten des Transistors BFP450: $C_{in} = 1,7 \text{ pF}$, $C_{out} = 1,2 \text{ pF}$ und $C_{12} = 0,48 \text{ pF}$. Abgesehen von den parasitären Elementen ist die Schaltung mit idealen Elementen aufgebaut. Die Ein- und Ausgangswiderstände sind mit $R_{in} = R_{out} = 500 \text{ M}\Omega$ und die Rückkoppelemente mit $R_f = 500 \text{ }\Omega$ und $C_f = 10 \text{ pF}$ dimensioniert. Die Kurven in der Abbildung 3.7 zeigen die zuvor beschriebenen Effekte: Die rote Kurve zeigt das Verhalten der Schaltung mit $R_f = 500 \text{ }\Omega$, $C_f = 10 \text{ pF}$, $R_{in} = R_{out} = 500 \text{ M}\Omega$ und $g_m = 0,1 \text{ S}$ ohne die parasitären Kapazitäten. Das normale Absinken der Induktivität mit zunehmender Frequenz ist sichtbar. Diese Frequenzabhängigkeit wird durch den Wert der Rückkoppelkapazität C_f verursacht. Die blaue Kurve zeigt den Einfluss, wenn zusätzlich zu der beschriebenen Schaltung die parasitäre Transistor-Eingangskapazität berücksichtigt wird. In erster Näherung bestimmt das Verhältnis aus $R_f C_f / g_m$ den Wert der resultierenden Induktivität. Die Parallelschaltung von C_{in} zu C_f verändert diesen Induktivitätswert und verschiebt die Kurve. Wird stattdessen

Kapitel 3. Analyseverfahren der Induktivitätsschaltung

von den Parasitäten nur C_{out} berücksichtigt (grüne Kurve), zeigt sich ein Überschwingen in der Induktivität, was durch die Quasi-Parallelschaltung von Induktivität und Kapazität zwischen den Ausgangsklemmen entsteht. Die resultierende Schmalbandigkeit führt zu einem steilen Abfall der Induktivität. In ähnlicher Weise führt die Berücksichtigung von C_{12} allein (violette Kurve) zu einem drastischen Abfall der Induktivität bei zunehmender Frequenz und eine Kombination aus C_{12} und C_{out} (orange Kurve) zu einer Addition dieser beiden negativen Effekte. Es zeigt sich, dass trotz des größten nominellen Wertes, C_{in} den geringsten Einfluss auf die Funktionalität der Induktivitätsschaltung hat im Vergleich zu den anderen beiden Kapazitäten. Die Schaltung in Abbildung 3.8 ist ergänzt um die transistorinterne Kapazität C_{12} . Bei weiterer Vereinfachung der Schaltung unter Annahme idealer Ein- und Ausgangswiderstände des Transistors (R_{in} und $R_{\text{out}} \rightarrow \infty$), ergibt sich für die Parallelschaltung von R_f und C_{12} :

$$R_f \parallel C_{12} = \frac{R_f \cdot \frac{1}{j\omega C_{12}}}{R_f + \frac{1}{j\omega C_{12}}} = \frac{R_f}{j\omega C_{12} \left(R_f + \frac{1}{j\omega C_{12}} \right)} = \frac{R_f}{1 + j\omega R_f C_{12}}.$$

Wird in dem Ausdruck (3.10), die einfachste der analytischen Beschreibungen der VCCS-basierten Induktivitätsschaltung, der serielle Widerstand R_f durch die Parallelschaltung $R_f \parallel C_{12}$ ersetzt, folgt für die effektive Impedanz:

$$\underline{Z}_{\text{eff}} = \frac{1}{g_m} \cdot \left(1 + \frac{j\omega R_f C_f}{1 + j\omega R_f C_{12}} \right). \quad (3.18)$$

Aus der getrennten Darstellung von Real- und Imaginärteil der effektiven Impedanz $\underline{Z}_{\text{eff}}$

$$\begin{aligned} \underline{Z}_{\text{eff}} &\approx \frac{1}{g_m} \cdot \left(1 + \frac{\omega R_f C_f \cdot \omega R_f C_{12}}{1 + (\omega R_f C_{12})^2} + j \frac{\omega R_f C_f}{1 + (\omega R_f C_{12})^2} \right) \\ \text{Re}\{\underline{Z}_{\text{eff}}\} &\approx \frac{1}{g_m} \cdot \left(1 + \frac{\omega R_f C_f \cdot \omega R_f C_{12}}{1 + (\omega R_f C_{12})^2} \right) \\ \text{Im}\{\underline{Z}_{\text{eff}}\} &\approx \frac{\omega R_f C_f}{g_m (1 + (\omega R_f C_{12})^2)}. \end{aligned} \quad (3.19)$$

können Induktivität und Güte bestimmt werden:

$$L_{\text{eff}} = \frac{1}{\omega} \cdot \text{Im}\{\underline{Z}_{\text{eff}}\} = \frac{1}{\omega} \cdot \frac{\omega R_f C_f}{g_m (1 + (\omega R_f C_{12})^2)}.$$

3.1. Analytischer Ansatz zur Bestimmung der Induktivität

Eine Umformung zeigt die Abhängigkeit der Induktivität L_{eff} von der parasitären Kapazität C_{12} :

$$L_{\text{eff}} = \frac{R_f C_f}{g_m} \cdot \frac{1}{1 + (\omega R_f C_{12})^2} \quad (3.20)$$

$$\begin{aligned} Q_{\text{eff}} &= \frac{\text{Im}\{\underline{Z}_{\text{eff}}\}}{\text{Re}\{\underline{Z}_{\text{eff}}\}} = \frac{\frac{1}{g_m} \cdot \left(\frac{\omega R_f C_f}{1 + (\omega R_f C_{12})^2} \right)}{\frac{1}{g_m} \cdot \left(1 + \frac{\omega R_f C_f \cdot \omega R_f C_{12}}{1 + (\omega R_f C_{12})^2} \right)} \\ &= \frac{\omega R_f C_f}{1 + (\omega R_f C_{12})^2 + (\omega R_f)^2 C_{12} C_f}. \end{aligned} \quad (3.21)$$

Der Ausdruck (3.20) besteht aus zwei Teilen: einem frequenzunabhängigen und einem frequenzabhängigen. Der frequenzunabhängige Term entspricht dem Wert der idealen Induktivität $L_{\text{eff,ideal}}$ (s. Gleichung (3.11)), und bestimmt für die C_{12} -behaftete Induktivitätsschaltung den absoluten Wert der Induktivität L_{eff} . Der zweite, frequenzabhängige, Term gewinnt mit zunehmender Frequenz oder parasitärer Kapazität quadratisch an Einfluss. Aus diesen Ausdrücken lässt sich bereits ein zentraler Zusammenhang für den Entwurf und die Dimensionierung der Reaktanzschaltung erkennen. Zum einen entstehen große Werte für L_{eff} bei niedriger Steilheit g_m . Das bedeutet, dass innerhalb des Abstimmereichs von L_{eff} der geringste Steilheitswert den höchsten Induktivitätswert verursacht. Das ist besonders interessant, da gerade große Induktivitätswerte in der HF-Technik oft nur wenig platzsparend realisierbar sind. Die Frequenzabhängigkeit des Induktivitätswertes beschränkt den nutzbaren Frequenzbereich. Um ein Maß für die Nutzbandsbreite zu erlangen, wird die Grenzfrequenz f_{co} eingeführt. Diese Grenzfrequenz gibt Auskunft darüber, ab welcher Frequenz sich der Ausgangsinduktivitätswert um mehr als $\pm 10\%$ geändert hat. Um die Grenzfrequenz f_{co} herzuleiten, wird das Verhältnis aus L_{eff} aus (3.20) und $L_{\text{eff,ideal}}$ (3.11) eingeführt:

$$\frac{L_{\text{eff}}}{L_{\text{eff,ideal}}} = \frac{1}{1 + (\omega R_f C_{12})^2}.$$

Die Änderung um -10% führt zu dem Grenzwert $90\% = 0,9$

$$0,9 = \frac{1}{1 + (\omega_{\text{co}} R_f C_{12})^2}.$$

Kapitel 3. Analyseverfahren der Induktivitätsschaltung

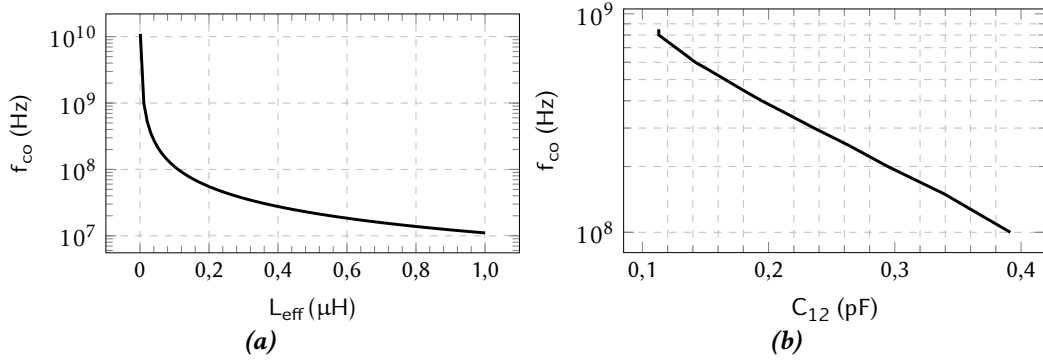


Abbildung 3.9. – Einflüsse auf die Grenzfrequenz f_{co} : (a) durch die Größenordnung der effektiven Induktivität L_{eff} und (b) der Größe einer parasitären Kapazität C_{12} .

Das Umstellen nach der Kreisfrequenz ω führt zu folgendem Ausdruck:

$$\omega_{co} = \frac{1}{R_f C_{12}} \cdot \sqrt{\frac{1 - 0,9}{0,9}}.$$

Daraus ergibt sich folgender Term für die Grenzfrequenz f_{co} :

$$f_{co} = \frac{1}{R_f C_{12}} \cdot \frac{1}{6\pi}. \quad (3.22)$$

Die Erweiterung um die Rückkoppelkapazität und die Vorwärtssteilheit ermöglicht eine Darstellung der Grenzfrequenz in Abhängigkeit von dem Ausdruck für die effektive Induktivität der idealen Schaltung:

$$f_{co} = \frac{1}{g_m C_{12}} \cdot \frac{1}{6\pi} \cdot \frac{C_f}{L_{eff,ideal}} \quad (3.23)$$

Diese Umformung ermöglicht eine bessere Abschätzung der Abhängigkeit der Grenzfrequenz von den einzelnen Elementen der Schaltung. Wo Gleichung (3.22) nur die Abhängigkeit der Grenzfrequenz von der parasitären Rückkoppelkapazität C_{12} und dem Widerstand R_f berücksichtigt, bildet (3.23) auch die Abhängigkeit von den Größen C_f und g_m ab, die zweifelsfrei Einfluss haben. Der Ausdruck (3.23) verdeutlicht, was bereits in (3.20) absehbar war: der Abfall des Induktivitätswertes über der Frequenz wird zwar maßgeblich durch C_{12} beeinflusst, dazu kommt aber eine starke Abhängigkeit von einer Variation der Steilheit g_m . Das heißt, es bilden sich unterschiedlich breite Frequenzbereiche konstanter Induktivität heraus für die jeweiligen Variationen der effektiven Induktivität. Diese Zusammenhänge sind in Abbildung 3.9 grafisch dargestellt. Auf den y-Achsen der

3.1. Analytischer Ansatz zur Bestimmung der Induktivität

Darstellungen ist die Grenzfrequenz f_{co} in logarithmischem Maß aufgetragen. Auf der x-Achse ist bei Abbildung 3.9a die Änderung der Grenzfrequenz abhängig vom Absolutwert der effektiven Induktivität gezeigt für eine exemplarische Schaltung, die in Anhang B erläutert ist. Abbildung 3.9b zeigt die Abhängigkeit der Grenzfrequenz von der Größe der parasitären Rückkoppelkapazität. Es wird deutlich, dass für eine Verwendung der Induktivitätsschaltung bei hohen Frequenzen und konstanter Induktivität, kleine Werte effektiver Induktivität, sowie ein möglichst geringer Wert für die parasitäre Kapazität (oder ihre Kompensation) von Vorteil bei dem Entwurf der Schaltung sind. Um die unerwünschten Effekte der Rückkoppelkapazität C_{12} zu vermeiden, ist Kenntnis ihrer Ursachen nützlich: die intrinsische parasitäre Kapazität eines Transistors tritt sowohl bei Bipolartransistoren, wie auch bei Feldeffekttransistoren auf. Im Fall des BJT resultiert die Kapazität aus der Raumladungszone zwischen Basis und Kollektor, da die Kollektor-Basis-Diode üblicherweise in Sperrrichtung verwendet wird. Im Fall des FET wird die Kapazität durch das Überlappen der Gateelektrode und der darunter liegenden leitenden Schicht sowie durch die Inversionsregion unter der Gateelektrode hervorgerufen [70]. Für die Reduzierung des Effektes von C_{12} kann entweder der physikalische Aufbau des Transistors auf einen reduzierten C_{12} Wert optimiert, oder das kapazitive Verhalten kompensiert werden.

3.1.4. Kompensation der parasitären Kapazität

Ausführungen zu den technologischen Möglichkeiten zur Kompensation sind im Anhang B zu finden. Da aber üblicherweise kein Zugang zum Layout der Transistoren besteht, wird in der vorliegenden Arbeit die Methode der schaltungstechnischen Kompensation der Kapazität verfolgt. Die reaktive Leistungskompensation wird erreicht, indem eine zusätzliche Induktivität L_f seriell zu dem Rückkoppelwiderstand R_f ergänzt wird, wie in Abbildung 3.10 zu sehen ist [71]. Einer der größten Vorteile der vorgestellten Induktivitätsschaltung ist das Fehlen von physischen Spulen und die resultierende Platzeinsparung bei der Integration der Schaltung. Die kompensierende Induktivität kann rekursiv durch eine Induktivitätsschaltung ersetzt werden und behält so die Vorteile einer spulenlosen Schaltung bei. Die rekursive Induktivitätsschaltung muss zwar nicht abstimmbar sein, aber sie muss bei hohen Frequenzen wirken, bei denen die parasitäre Kapazität relevant wird.

$$\underline{Z}_{\text{eff}} = \frac{U_{\text{out}}}{I_{\text{out}}} = \frac{U_{\text{out}}}{I_f + I_s} = \frac{U_{\text{out}}}{\frac{U_{\text{out}}}{\underline{Z}_{\text{sub}}} + g_m \cdot U_{\text{in}}}$$

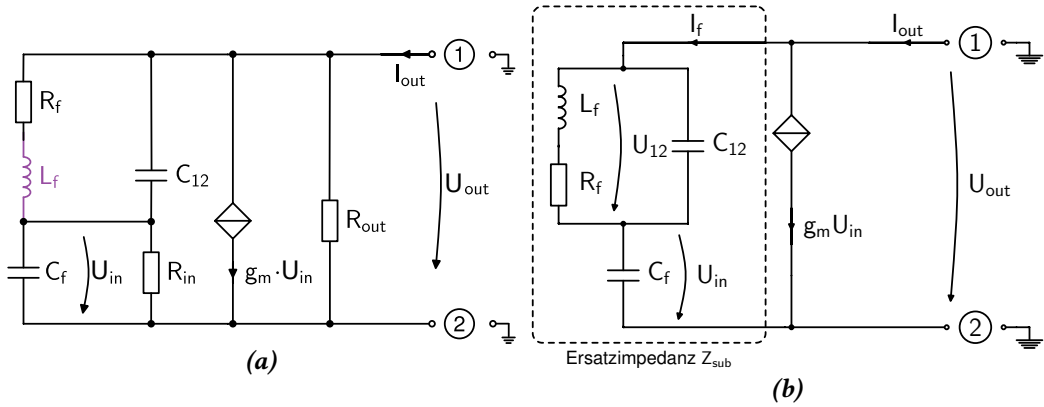


Abbildung 3.10. – (a) VCCS-basierte Induktivitätsschaltung, ergänzt um die Induktivität L_f in Serie zu R_f , um den Frequenzbereich-limitierenden Effekt von C_{12} zu kompensieren und (b) unter Vereinfachung der Schaltung mit gegen unendlich gehenden Ein- und Ausgangswiderständen R_{in} und R_{out} .

Für den vereinfachten Umgang mit dem Ausdruck wird, wie in Abbildung 3.10b dargestellt, \underline{Z}_{sub} bestimmt:

$$\underline{Z}_{sub} = \frac{(R_f + j\omega L_f) \cdot \frac{1}{j\omega C_{12}}}{(R_f + j\omega L_f) + \frac{1}{j\omega C_{12}}} + \frac{1}{j\omega C_f}$$

$$\underline{Z}_{eff} = \frac{1 + \frac{(R_f + j\omega L_f) \cdot \frac{C_f}{C_{12}}}{(R_f + j\omega L_f) + \frac{1}{j\omega C_{12}}}}{g_m + j\omega C_f}.$$

Der folgende Ausdruck für \underline{Z}_{eff} ergibt sich für die modifizierte, in Abbildung 3.10b dargestellte, Schaltung:

$$\underline{Z}_{eff} = 1 + \frac{\omega C_f (\omega L_f - j R_f)}{\omega C_{12} (\omega L_f - j R_f) - 1} \bigg/ (g_m + j\omega C_f). \quad (3.24)$$

Aus (3.24) können anschließend L_{eff} und f_{co} abgeleitet werden. Die Verbesserung der Grenzfrequenz f_{co} aufgrund der Verwendung der zusätzlichen Induktivität L_f wird in Abbildung 3.11 deutlich. Die Abbildung beinhaltet vier Graphen: die ideale, frequenzunabhängige Induktivität $L_{eff,ideal}$ (rot), der Wert bei dem $L_{eff,ideal}$ um 10 % reduziert ist (schwarz), die

3.1. Analytischer Ansatz zur Bestimmung der Induktivität

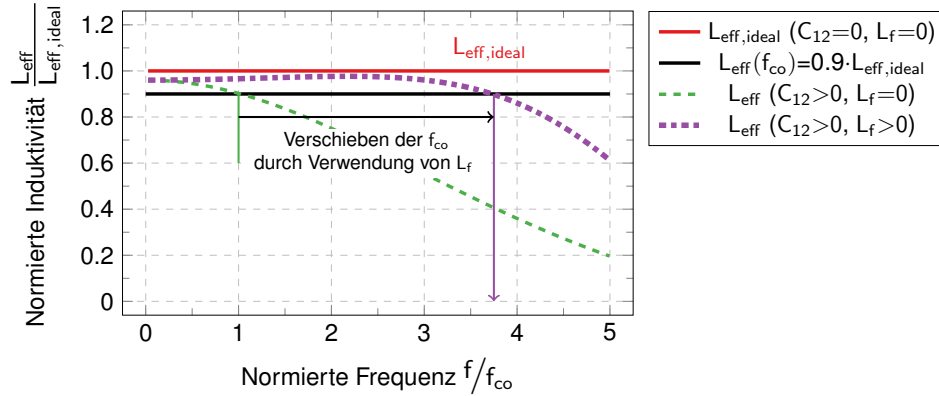


Abbildung 3.11. – Einfluss der kompensierenden Induktivität L_f auf die Frequenzabhängigkeit den resultierenden effektiven Induktivitätswert L_{eff} . Die Kompensation erhöht die Grenzfrequenz f_{co} um nahezu Faktor 4.

Schaltung, die den Einfluss von C_{12} berücksichtigt (grün), und die das Verhalten von sowohl C_{12} als auch L_f berücksichtigt (violett). Die Abbildung zeigt, dass durch geeignete Dimensionierung der C_{12} -kompensierenden Induktivität L_f die Grenzfrequenz und damit der nutzbare Frequenzbereich der abstimmbaren Induktivität signifikant verbessert werden können [72],[73]. Die Dimensionierung von L_f ist dabei essentiell. Das Ziel der reaktiven Leistungskompensation ist, den Wert der Induktivität über einen breiteren Frequenzbereich konstant zu halten. Eine zu kleine Dimensionierung verfehlt dieses Ziel, da der Wert von L_f nicht ausreicht, um C_{12} zu kompensieren. Eine zu große Dimensionierung hingegen führt zu einer Überkompensation und einem Anstieg des Induktivitätswertes, was ebenso wenig zielführend ist. Aus Schaltungssimulationen geht hervor, dass der optimale Wert von L_f in der Größenordnung der resultierenden effektiven Induktivität liegt. Daher ist eine rekursive Schaltungsauslegung angeraten.

3.1.5. Gütesteigerung durch Serien-Mitkopplung

Abstimmbare, breitbandige, symmetrische Induktivitäten für den HF-Bereich sind das Ziel beim Entwurf der Induktivitätsschaltung. Im vorherigen Kapitel wurde gezeigt, wie mittels serieller Ergänzung von L_f zu R_f der nutzbare Frequenzbereich erweitert werden kann. Bei den Simulationen und Messungen der Schaltungen zeigt sich jedoch eine niedrige Güte. Um dem entgegen zu wirken, kann eine weitere, zusätzliche Induktivität L_q verwendet werden. Diese wird als Serien-Serien-Rückkopplung im Pfad von Source beziehungsweise Emitter zu Tor 2 eingebracht, wie in Abbildung 3.12 dargestellt. Dadurch wird ein Teil der Ausgangsgröße an den Eingang zurück gegeben und eine Mitkopplung entsteht [74].

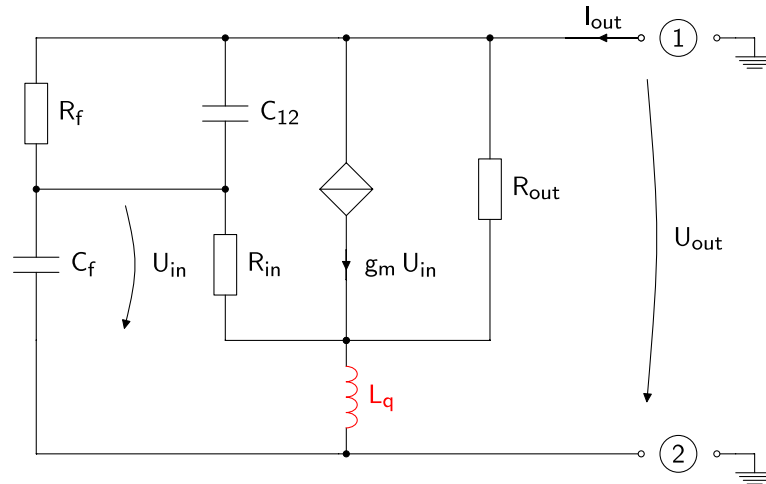


Abbildung 3.12. – Erweiterung der Grundsaltung der Induktivitätsschaltung um eine Induktivität als Serien-Mitkopplung L_q .

Mitkopplungen können verwendet werden, um Verluste, wie sie die Induktivitätsschaltung zeigt, auszugleichen. Als Einschränkung der Nutzung einer Mitkopplung muss jedoch das Risiko der Entstehung von Resonanzeffekten und Instabilitäten genannt werden, die durch zu starke Selbstverstärkung entstehen kann. Wie bei der Dimensionierung von L_f muss auch für L_q umsichtig der Elementwert gewählt werden. Auch bei dieser zusätzlichen Induktivität in der Schaltung soll das Ziel sein, sie zukünftig durch rekursive Induktivitätsschaltungen zu ersetzen. Die Ausdrücke einer analytischen Bestimmung der resultierenden Impedanz $\underline{Z}_{\text{eff}}$ für diese Schaltungserweiterung sind zu komplex, um Entwurfskriterien ableiten zu können. In Kombination mit der Dimensionierung von L_q , bei der die anderen Schaltungselementwerte berücksichtigt werden müssen ist für diese Schaltung eine numerische Betrachtung vorteilhafter. Ein naheliegender Schritt ist die Kombination der vorgestellten Erweiterungsinduktivitäten für die Serien-Mitkopplung L_q und die reaktive Leistungskompensation L_f . Diese kombinierte Schaltung ist in Abbildung 3.13 dargestellt. Numerische Berechnungen der effektiven Impedanz dieser beiden Schaltungsvarianten sind in Anhang B dargestellt.

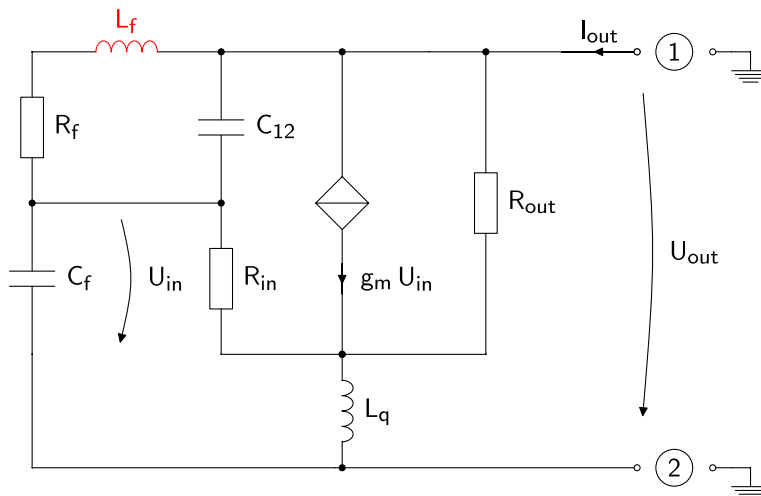


Abbildung 3.13. – Erweiterung der Grundschaltung der Induktivitätsschaltung um eine Induktivität als Serien-Mitkopplung L_q , kombiniert mit der im vorherigen Kapitel vorgestellten Induktivität für eine reaktive Leistungskompensation L_f .

3.2. Ableitung von Entwurfsregeln

Die Dimensionierung der einzelnen Bauelemente steht in starker Abhängigkeit voneinander. Die Änderung eines Wertes zugunsten des Erreichens eines Entwurfszieles führt daher unweigerlich auch zu einer Änderung anderer Zielgrößen. Im Entwurfsprozess muss deshalb stets zuerst entschieden werden, welche Ziele Priorität haben, zum Beispiel hohe Güte, ein großer Abstimmbereich oder ein hoher Induktivitätswert.

Passive Elemente im Rückkopplepfad

Bei der Dimensionierung der passiven Elemente ist zu berücksichtigen, dass nicht nur die transistorinterne, parasitäre Kapazität C_{12} eine Rolle für den Frequenzverlauf der Induktivität spielt, sondern auch der absolute Induktivitätswert L_{eff} . Aus der Gleichung (3.23) wird ersichtlich, dass mit großen Werten der effektiven Induktivität, eine bei gleichem C_{12} geringere Bandbreite entsteht. Daraus folgt, dass die Verwendung in hochfrequenten Anwendungen die erzielbaren Induktivitätswerte begrenzt und umgekehrt. Zusätzlich muss auch berücksichtigt werden, dass der kapazitive Blindwiderstand von C_f mit zunehmender Frequenz sinkt. Dadurch nimmt auch die ohmsche Belastung durch R_f auf die Güte mit steigender Frequenz zu. Dieser Effekt kann durch einen geringeren Elementwert von C_f oder einen großen Wert von g_m reduziert werden. Durch geringe C_f Werte sinkt die reaktive Impedanz des Parallelements weniger schnell mit der Frequenz. Im Gegenzug erfordert

ein größerer Wert von g_m auch Vergrößern des Terms $R_f \cdot C_f$, um L_{eff} konstant zu halten. Da C_f klein bleiben soll, muss R_f größer gewählt werden.

Die Dimensionierung der Blockkapazitäten und HF-Drosselelemente werden im Kapitel 5.1 thematisiert.

Zusätzliche Induktivitäten

Die Dimensionierung von L_f für die reaktive Leistungskompensation hängt im Wesentlichen von C_{12} und R_f ab, was dazu führt, dass ihre Größenordnung im Bereich der resultierenden effektiven Induktivität liegt. Bei der Dimensionierung der Gegenkopplungsinduktivität L_q muss besonderes Augenmerk auf die Stabilität der Schaltung gelegt werden, da ein zu großer Wert der Induktivität L_q zu Instabilität führt. Bei dem praktischen Aufbau der Induktivitätsschaltung muss deshalb auch die Bauteiltoleranz der verwendeten Spule berücksichtigt werden. Der Nachteil einer zusätzlichen Spule in einer spulenfreien Schaltung lässt sich durch rekursives Ersetzen mit einer Induktivitätsschaltung umgehen.

Transistorwahl

Die Transistorwahl ist ein zentraler Punkt des Schaltungsentwurfs. Sie erfolgt auf Basis folgender Kriterien:

- großer Variationsbereich der Vorwärtssteilheit g_m
(ausschlaggebend für den Abstimmbereich)
- geringe parasitäre Rückkoppelkapazität C_{12} , sowie hohe Werte von R_{in} und R_{out}
(ausschlaggebend für den Frequenzbereich)
- geringe parasitäre Einflüsse durch das Transistorgehäuse durch zusätzliche parasitäre Kapazitäten
(je kleiner der Transistor selbst, desto größer der Einfluss des Gehäuses)

Auch die Wahl der Transistortechnologie ist ausschlaggebend, denn im Allgemeinen besitzen Bipolartransistoren eine größere Variation ihrer Steilheit als Feldeffekttransistoren. Damit geht zum einen ein größerer Abstimmbereich der effektiven Induktivität der Schaltung einher und zum anderen korreliert ein hoher Wert der Steilheit mit einer höheren Güte. Die Feldeffekttransistoren hingegen zeigen eine geringere Variation in ihrer Steilheit und verursachen so einen geringeren Abstimmbereich. Ist jedoch das Ziel des Entwurfs eine symmetrische Schaltung, ist eine symmetrische Transistorarchitektur notwendig und erfordert die Verwendung eines Sperrschicht-Feldeffekttransistors.

Rauschen: Um das Rauschen in einer Schaltung zu minimieren, ist die Rauscharmut eines Transistors eine wünschenswerte Eigenschaft, die aber stark abhängig von der konkreten Anwendung der Induktivitätsschaltung ist. Soll die Induktivitätsschaltung zum Beispiel in einer Empfängerstruktur verwendet werden, muss bei der Transistorwahl Wert auf einen niedrigen Rauscheintrag gelegt werden. Bei Oszillatorschaltungen kann darüber hinaus das Funkelrauschen besonders relevant werden. Es ist vor allem in Metallverbindungen von integrierten Schaltungen zu finden, wie beispielsweise Bonddrähten. Dieser Rauschbeitrag tritt vor allem bei niedrigen Frequenzen auf und wäre prinzipiell ab Frequenzen größer als 10 kHz vernachlässigbar. Bei Oszillatorschaltungen wird es jedoch wieder in höhere, anwendungsrelevante Frequenzen gemischt und muss beim Schaltungsentwurf berücksichtigt werden [22]. Generell ist das Rauschen eines kleinen Kollektorstroms geringer als für große Kollektorströme [75]. In [22] wird darüber hinaus die Abhängigkeit von der Eingangsimpedanz festgehalten: für Schaltungen mit geringer Eingangsimpedanz sind Bipolartransistoren der bevorzugte Technologietyp, da sie typischerweise einen um Faktor zehn geringeren Rauschpegel als Sperrschicht-Feldeffekttransistoren haben. Bei der Auswahl der BJT sind hohe Stromverstärkungswerte zu bevorzugen, sowie geringe Bahnwiderstände. Für höhere Werte der Eingangsimpedanz sind Sperrschicht-Feldeffekttransistoren mit hohen Werten der Vorwärtssteilheit und geringen Gatekapazitäten vorteilhafter.

Grenzfrequenzen: Für hohe Anwendungsfrequenzen ist ein niedriger Wert der transistorinternen, parasitären Rückkoppelkapazität C_{12} wichtig. Damit gehen hohe Werte der Transitfrequenz f_T und der maximalen Schwingfrequenz f_{\max} einher. In [10] werden sie als bedeutendste Größen für die Beurteilung des Frequenzverhaltens eines Transistors betrachtet. Die Transitfrequenz f_T bezeichnet die Frequenz bei der die frequenzabhängige Stromverstärkung h_{21} auf 1 (bzw. 0 dB) abgefallen ist. Die Größen f_T und f_{\max} werden in [10] durch Extrapolation der Kurven für h_{21} und U bestimmt. Es ist anwendungsabhängig, welche von beiden am Ende ausschlaggebend für die Transistorwahl ist. Oft werden die Transistoren so entwickelt, dass $f_T \approx f_{\max}$. Für Kleinsignalanwendungen wird pragmatisch angenommen, dass die Nutzfrequenz ein Zehntel der Transitfrequenz nicht überschreiten soll und es wird von einem f_{\max} in der gleichen Größenordnung ausgegangen. Für Induktivitätsschaltungen, die bei hohen Frequenzen genutzt werden sollen, sind demnach zunächst hohe Grenzfrequenzen des Transistors wichtig. Bei unipolaren Transistoren können sich für Anwendungen bei hohen Frequenzen die Basis- und Emitterwiderstände und -kapazitäten als Beschränkung des Frequenzverhaltens erweisen [76], andererseits ist die Beweglichkeit von Löchern deutlich geringer als die der Elektronen.

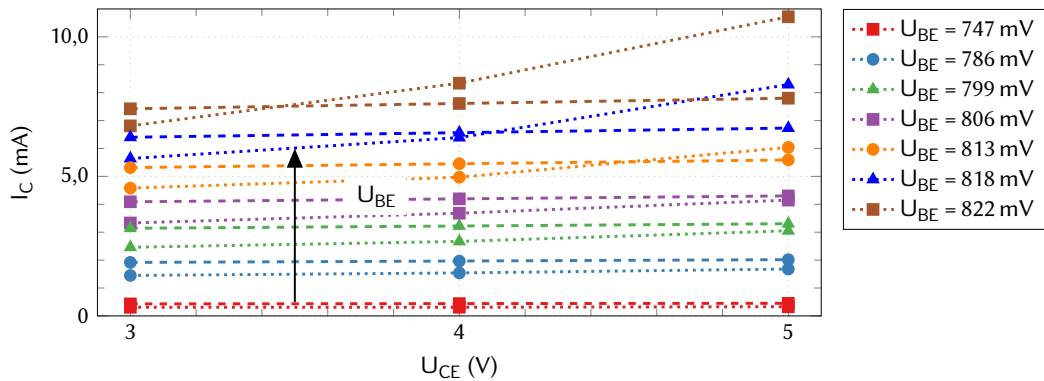


Abbildung 3.14. – Unterschiede zwischen Simulation des Herstellermodells in ADS (gepunktet) und der Messung des Transistorausgangskennlinienfelds (gestrichelt) für den BJT BFP450. Für die gleichen U_{BE} ergeben sich bei Simulation und Messung verschiedene I_C

Genauigkeit der Transistormodelle

Die Unterschiede zwischen den Transistormodellen in den Simulationsergebnissen lassen ähnliche Ergebnisse für die Messung erwarten. Exemplarisch für die verwendeten Transistoren wurde die Kennlinie des Transistors BFP450 gemessen und dargestellt. Bei der Induktivitätsschaltung wird die Induktivität mit der Variation von U_{BE} gesteuert und bei einer festen Spannung U_{CE} betrieben. In Abbildung 3.14 werden die Ergebnisse der DC-Messungen mit den Resultaten der Simulation verglichen. In der Abbildung sind die Kollektorströme für drei ausgangsseitige Arbeitspunkte dargestellt bei der Betriebsspannung $U_{BS} = U_{CE} = 3\text{ V}$, 4 V und 5 V , für eine Variation der Steuerspannung $U_{ctrl} = U_{BE} = 747\text{ mV}$ bis 822 mV . Mit steigender Steuerspannung (in Abbildung 3.14 dargestellt durch einen Pfeil) steigt auch die Diskrepanz zwischen Mess- und Simulationswert. Das bestätigt die Vermutung einer Abweichung zwischen Modell und Messwert. Diese Abweichung nimmt für steigende U_{BS} zu, sowie für steigende U_{ctrl} . Einerseits sind die Unterschiede signifikant in Größe, die in Konsequenz bedeuten, dass vor jeder Messung einer Induktivitätsschaltung zunächst das Gleichstromverhalten des Transistors gemessen werden müsste. Andererseits ist die Abweichung bei geringen I_C am geringsten. Kleine Kollektorströme verursachen die größten Induktivitätswerte und größere Kollektorströme, bei denen die Abweichung entsteht, verursachen die geringsten Induktivitätswerte. In der Praxis ist die Abweichung bei den niedrigsten Induktivitätswerten am wenigsten gravierend. Deshalb kann die DC-Strom-Abweichung der Transistoren zunächst vernachlässigt werden.

3.3. Zusammenfassung

Das Kapitel betrachtet die analytischen und numerischen Beschreibungsmethoden, die der Realisierung einer Induktivitätsschaltung vorausgehen. Daraus werden Entwurfskriterien abgeleitet, die durch die Messung der Schaltungen bestätigt und gegebenenfalls ergänzt werden sollen. Die analytischen Untersuchungen zeigen das Verhalten der idealen Induktivität sowie die Ursachen für die Abweichungen davon bei der Induktivitätsschaltung. Aus den analytischen Beschreibungen lassen sich unter Verwendung von Vereinfachungen Abhängigkeiten in der Dimensionierung der Schaltung erkennen. Mit zunehmender Komplexität (wenngleich noch immer verhältnismäßig geringer Elementanzahl) wird eine analytische Betrachtung jedoch zu aufwändig und es müssen numerische Methoden für den Schaltungsentwurf verwendet werden. Für konkrete Transistoren werden Simulationsergebnisse dargestellt, die für die realisierten Schaltungen einen erfolgreichen Funktionsbeweis erwarten lassen. Sie zeigen die prinzipielle Funktionsweise der Schaltung bis in den VHF-Bereich hinein. Die Frage nach einer optimalen Schaltungsdimensionierung kann an dieser Stelle nicht endgültig beantwortet werden. Die Schaltung muss entsprechend eines primär verfolgten Ziels entwickelt und Kompromisse hinsichtlich der anderen Entwurfsziele getroffen werden. Für *hohe Nutzfrequenzen* muss ein Transistor mit dem geringsten, möglichen C_{12} gewählt werden und eine zusätzliche Induktivität L_f in Serie zu dem Widerstand R_f in der Schaltung ergänzt werden, für eine reaktive Leistungskompensation des verbleibenden Transistor-internen, parasitären, kapazitiven Effekts. Mit steigendem Anspruch an die nutzbare Frequenz, muss L_{eff} geringer gestaltet werden. Je größer die effektive Induktivität, desto geringer ist die Grenzfrequenz f_{co} der Schaltung (s. Abbildung 3.9a). Steht der *Abstimmereich* im Vordergrund, ist eine große Variation der Vorwärtssteilheit g_m notwendig. Soll die Schaltung wie ihr reales Vorbild *symmetrisches Verhalten* zeigen, muss ein Sperrschicht-Feldeffekttransistor verwendet werden. Für einen *hohen Gütewert* sollte R_f groß und C_f klein dimensioniert sein, die Ein- und Ausgangswiderstände des Transistors möglichst hoch sein und die Schaltung um eine Serien-Mitkopplung einer zusätzlichen Induktivität L_q erweitert werden. Sie bewirkt eine positive Rückwirkung der induktiven Ausgangsgröße auf den Eingang der Schaltung und zeigt in den Simulationen gute Resultate, wenngleich große Empfindlichkeit auf Dimensionierungsschwankungen. Die Serien-Mitkopplung kann so potenziell auch zu instabilem Verhalten führen, was für eine praktische Anwendung der Schaltung kritisch sein kann. Entsprechend präzise muss diese zusätzliche Induktivität demnach dimensioniert werden.

4 | Numerische Berechnungen

4.1. Vorüberlegungen zur Schaltungssimulation	58
4.1.1. Berechnung einer Impedanz aus Streuparametern	59
4.1.2. Transistormodelle	62
4.1.3. Dimensionierung der Biaselemente	64
4.2. Sperrschicht-Feldeffekttransistor	67
4.2.1. Grundschialtung	67
4.2.2. Erweiterung um die Kompensationsinduktivität im Rückkoppel- pfad	70
4.3. Bipolartransistor 1	72
4.3.1. Grundschialtung	72
4.3.2. Erweiterung um die Kompensationsinduktivität im Emitterpfad	74
4.4. Bipolartransistor 2	75
4.4.1. Grundschialtung	75
4.4.2. Erweiterung um die Kompensationsinduktivität im Rückkoppel- pfad	75
4.5. Zusammenfassung	78

Die analytischen Beschreibungen aus den vorangegangenen Kapiteln dienen der Entwicklung allgemeingültiger Entwurfsregeln. Numerische Methoden hingegen werden zur Simulation einer Schaltung mit konkreten Elementwerten verwendet. Wie auch die analytische Untersuchung, wird die numerische Schaltungssimulation schrittweise komplexer aufgebaut: die anfänglichen, vereinfachten Schaltungssimulationen dienen der Ergebniskontrolle der analytischen Methode, während die folgenden, komplexeren Simulationen möglichst realitätsnahe Abschätzungen über Ergebnisse der praktischen Umsetzung liefern sollen. Für die Schaltungssimulation wird die Software Advanced Design System (ADS) des

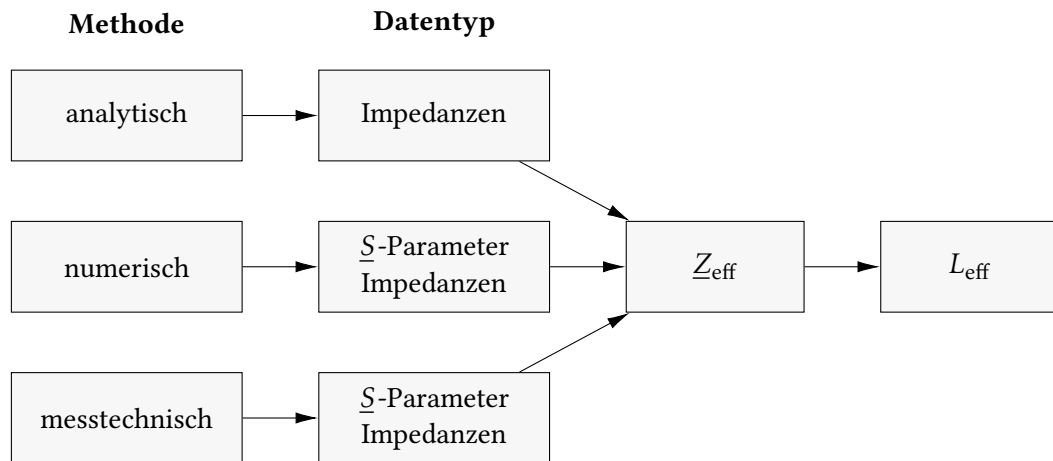


Abbildung 4.1. – Übersicht der Methoden, mit denen ein Induktivitätswert bestimmbar ist und die Parameter, die dabei Verwendung finden.

Herstellers Keysight Technologies verwendet [77]. Nach der Beschreibung der notwendigen Vorüberlegungen, wie der Bestimmung der Induktivität aus den berechneten Parametern, der Realisierung der Transistormodelle und der Dimensionierung der Biaselemente, werden die Simulationsergebnisse der Induktivitätsschaltungen vorgestellt. Die Schaltungen beruhen auf drei verschiedenen Transistoren: einem Sperrschicht-Feldeffekttransistor und zwei Bipolartransistoren. Diese Simulationen bilden die Grundlage für die in Kapitel 5 vorgestellten Messungen.

4.1. Vorüberlegungen zur Schaltungssimulation

In ADS kann zwischen verschiedenen Simulationsarten gewählt werden, welche die Ausgabegrößen beeinflussen, zum Beispiel DC-Größen oder \underline{S} -Parameter. Wie in Abbildung 4.1 zu sehen ist, liefern verschiedene Ansätze zur Beurteilung einer Schaltung (analytisch, numerisch, messtechnisch) unterschiedliche Parameter (Impedanzen, \underline{S} -Parameter). Jeder Ansatz führt über die effektive Impedanz $\underline{Z}_{\text{eff}}$ der Schaltung zu einem Wert für die resultierende Induktivität. Da die späteren Untersuchungen von realisierten Schaltungen auf der Messung von \underline{S} -Parametern beruhen, werden die Streuparameter auch für die Simulation verwendet. Um aus den \underline{S} -Parametern Induktivitäts- und Gütewerte bestimmen zu können, müssen die \underline{S} -Parameter zunächst in Impedanzwerte transformiert werden.

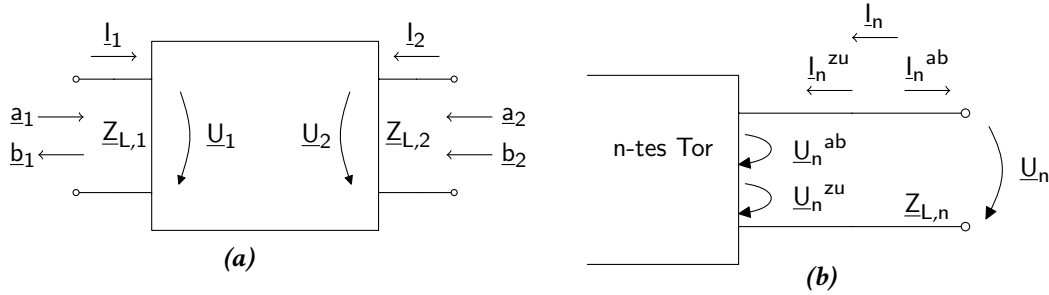


Abbildung 4.2. – Schematische Darstellung der (a) hin- und zurücklaufenden Wellen a und b , resultierend aus den Strömen und Spannungen, sowie (b) der Bezeichnung der Ströme und Spannungen für ein beliebiges n -Tor.

4.1.1. Berechnung einer Impedanz aus Streuparametern

In Abbildung 4.2a ist ein allgemeines Zweitor dargestellt. Aus den eingezeichneten Strom- und Spannungsgrößen werden im Folgenden die S -Parameter des Zweitors abgeleitet. Hochfrequenzmessungen und -simulationen erlauben keine Messung von Strömen und Spannungen ohne Beeinflussung des Schaltungsverhaltens. Anders verhält es sich mit Wellengrößen wie Streuparametern, aus deren Messung und Simulation ein Ausdruck für die komplexe Impedanz Z_{eff} hergeleitet werden kann, welche zwischen den Toren der Zweitor-Induktivitätsschaltung anliegt [9],[78]. Aus dieser Impedanz wiederum kann der Induktivitätswert der Schaltung bestimmt werden. Notwendig für diesen Ansatz ist eine kleinere Leitungslänge (d.h. Schaltungsabmaße), als die Wellenlänge des Nutzsignals.

Für ein allgemeingültiges n -Tor ergibt sich die in Abbildung 4.2b verwendete Notation. Die Gesamtspannung U_n zwischen einem Klemmenpaar ist die Summe der Teilspannungen

$$U_n = U_n^{zu} + U_n^{ab}. \quad (4.1)$$

Der Gesamtstrom I_n , der in ein Tor fließt, ergibt sich aus der Differenz der Teilströme

$$I_n = I_n^{zu} - I_n^{ab}. \quad (4.2)$$

Der Wellenwiderstand des n -Tores $Z_{L,n}$ ergibt sich aus dem Verhältnis der Spannung und des Stroms einer Richtung

$$Z_{L,n} = \frac{U_n^{zu}}{I_n^{zu}} = \frac{U_n^{ab}}{I_n^{ab}}. \quad (4.3)$$

Wenn das Verhalten einer Schaltung nicht mehr in Strom und Spannung dargestellt wird,

Kapitel 4. Numerische Berechnungen

sondern in Wellengrößen, werden die hin- und rücklaufenden Wellen \underline{a}_n und \underline{b}_n verwendet und der Strom und die Spannung auf den Wellenwiderstand $\underline{Z}_{L,n}$ normiert. Es ergeben sich so Wurzel-Leistungsgrößen mit der Einheit \sqrt{W} .

$$\begin{aligned} \underline{a}_n &= \frac{\underline{U}_n^{zu}}{\sqrt{\underline{Z}_{L,n}}} = \underline{I}_n^{zu} \sqrt{\underline{Z}_{L,n}} & \underline{b}_n &= \frac{\underline{U}_n^{ab}}{\sqrt{\underline{Z}_{L,n}}} = \underline{I}_n^{ab} \sqrt{\underline{Z}_{L,n}} \\ \underline{a}_n &= \underline{u}_n^{zu} = \underline{i}_n^{zu} & \underline{b}_n &= \underline{u}_n^{ab} = \underline{i}_n^{ab} \end{aligned}$$

Daraus ergeben sich folgende Zusammenhänge für die normierte Spannung und den normierten Strom:

$$\begin{aligned} u_n &= \underline{u}_n^{zu} + \underline{u}_n^{ab} = \underline{a}_n + \underline{b}_n \\ i_n &= \underline{i}_n^{zu} - \underline{i}_n^{ab} = \underline{a}_n - \underline{b}_n. \end{aligned}$$

Sie ermöglichen das Aufstellen eines Gleichungssystems für die Beschreibung der einlaufenden und der reflektierte Welle:

$$\underline{a}_n = \frac{1}{2}(\underline{u}_n + \underline{i}_n) \quad (4.4)$$

$$\underline{b}_n = \frac{1}{2}(\underline{u}_n - \underline{i}_n). \quad (4.5)$$

Aus der Beschreibung der Wellengrößen \underline{a}_n und \underline{b}_n können die Streuparameter eines n -Tores bestimmt werden. Diese sind es auch, die in Messungen und Simulation gewonnen werden. Um aus den \underline{S} -Parametern den Induktivitätswert eines Zweitores ermitteln zu können, müssen die Streuparameter zunächst in eine Impedanz umgeformt werden, wie nachfolgend beschrieben. Die in Abbildung 4.3a dargestellte auf \underline{Z}_L normierte komplexe Impedanz \underline{Z}_{eff} eines Zweitores kann entweder über Reflexionsparameter oder die Transmissionsparameter bestimmt werden. Für die Berechnung basierend auf den Reflexionsparametern ergibt sich aus folgendem Zusammenhang:

$$\underline{S}_{11} = \left. \frac{\underline{b}_1}{\underline{a}_1} \right|_{\underline{a}_2=0} = \frac{\underline{u}_1 - \underline{i}_1}{\underline{u}_1 + \underline{i}_1} = \frac{\underline{i}_1 \left(\frac{\underline{u}_1}{\underline{i}_1} - 1 \right)}{\underline{i}_1 \left(\frac{\underline{u}_1}{\underline{i}_1} + 1 \right)}. \quad (4.6)$$

Der Reflexionsfaktor \underline{S}_{11} wird bei reflexionsfreiem Abschluss ($\underline{a}_2 = 0$) aus dem Verhältnis der Wellengrößen, wie in (4.4) und (4.5) beschrieben, bestimmt. Nach dem Ausklammern des Stroms \underline{i}_1 , kann der Bruch $\underline{u}_1/\underline{i}_1$ mit dem Gesamtwiderstand, der an Tor 1 sichtbar ist, ersetzt werden. Diese Größe wird in Abbildung 4.3b deutlich. Eingangsseitig betrachtet

4.1. Vorüberlegungen zur Schaltungssimulation

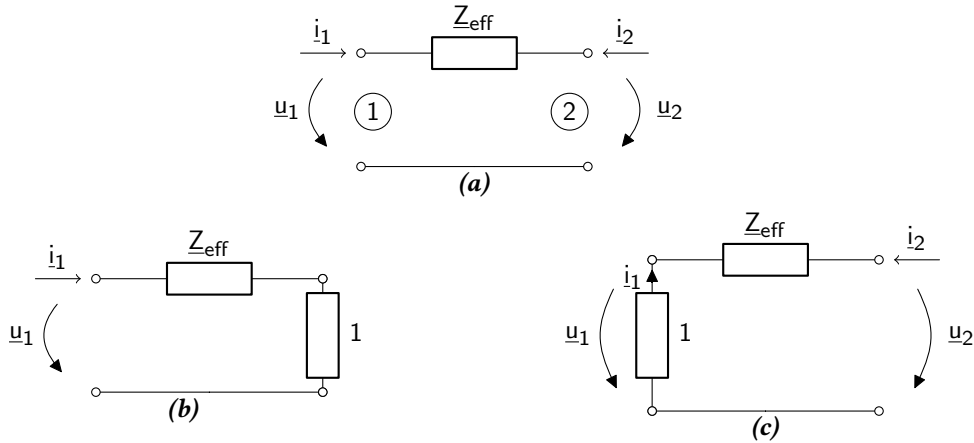


Abbildung 4.3. – Zweitordarstellung (a) einer komplexen Impedanz Z_{eff} und deren Schaltbild bei (b) ausgangsseitig reflexionsfreiem Abschluss und (c) bei einem eingangsseitig reflexionsfreiem Abschluss.

liegt die Impedanz Z_{eff} in Serie zu der Impedanz Z_L , die mit $Z_L = 50 \Omega$ normiert ist und deshalb den Wert 1 hat. Der Gesamtwiderstand dieser seriellen Verknüpfung ist folglich

$$\frac{u_1}{i_1} = Z_{\text{eff},n} + 1. \quad (4.7)$$

Setzt man diesen Term in Gleichung (4.6) ein, ergibt sich, unter der Voraussetzung der Symmetrie der Schaltung, für beide Reflexionsfaktoren das gleiche Ergebnis:

$$\underline{S}_{11} = \underline{S}_{22} = \frac{Z_{\text{eff},n}}{Z_{\text{eff},n} + 2}. \quad (4.8)$$

Dieser Term wird anschließend nach der Impedanz umgestellt und entnormiert

$$Z_{\text{eff}} = \left(\frac{2 \cdot \underline{S}_{11}}{1 - \underline{S}_{11}} \right) \cdot 50 \Omega. \quad (4.9)$$

Äquivalent dazu kann die Impedanz auch aus den Transmissionsfaktoren bestimmt werden. Um sie zu erhalten, wird bei einem reflexionsfrei abgeschlossenen Eingangstor ($a_1 = 0$) das Verhältnis der Wellengrößen durch Ströme und Spannungen ersetzt und im Anschluss die Spannungen u_1 und u_2 ausgeklammert.

$$\underline{S}_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} = \frac{u_1 - i_1}{u_2 + i_2} = \frac{u_1 \left(1 - \frac{i_1}{u_1} \right)}{u_2 \left(1 + \frac{i_2}{u_2} \right)} \quad (4.10)$$

Die Verhältnisse u_1/u_2 , i_1/u_1 und i_2/u_2 aus dem Ausdruck (4.10) sollen durch Impedanzen

ersetzt werden. Abbildung 4.3c zeigt, dass $\underline{u}_1/\underline{u}_2$ durch einen Spannungsteiler bestimmt werden kann. Der Term $\underline{i}_1/\underline{u}_1$ ergibt sich aus dem normierten Widerstand und das Vorzeichen aufgrund der gegensätzlichen Phase von Strom und Spannung. Der Ausdruck für $\underline{i}_2/\underline{u}_2$ ergibt sich aus dem Kehrwert der Impedanz $\underline{Z}_{\text{eff}} + 1$, die an Tor 2 sichtbar ist. Darauf basierend ergeben sich folgende Größen:

$$\frac{\underline{u}_1}{\underline{u}_2} = \frac{1}{1 + \underline{Z}_{\text{eff},n}} \quad (4.11)$$

$$\frac{\underline{i}_1}{\underline{u}_1} = -1 \quad (4.12)$$

$$\frac{\underline{i}_2}{\underline{u}_2} = \frac{1}{\underline{Z}_{\text{eff},n} + 1}. \quad (4.13)$$

Das Einsetzen in (4.10) führt, symmetrisches Verhalten der Schaltung vorausgesetzt, zu folgendem Ausdruck für die Transmissionsparameter:

$$\underline{S}_{12} = \underline{S}_{21} = \frac{2}{\underline{Z}_{\text{eff}} + 2} \quad (4.14)$$

Dieser Term wird anschließend nach der Impedanz umgestellt und entnormiert

$$\underline{Z}_{\text{eff}} = \left(\frac{2}{\underline{S}_{21}} - 2 \right) \cdot 50 \Omega. \quad (4.15)$$

Die Ausdrücke (4.9) und (4.15) ermöglichen die Berechnung von Induktivitätswerten aus den gemessenen \underline{S} -Parametern. Da die Transmissionsparameter in der Regel die größeren absoluten Werte aufweisen, kann davon ausgegangen werden, dass die Berechnung der Impedanz aus \underline{S}_{21} eine bessere Genauigkeit aufweist, als die auf \underline{S}_{11} basierende Gleichung (4.9). Das gilt insbesondere für Messungen, in denen ein Rauschsignal, das die ohnehin geringe Reflexionsleistung überlagert, einen größeren Fehler verursachen kann, als bei den Transmissionswerten. Im weiteren Verlauf dieser Arbeit wird deshalb die Formel basierend auf den Transmissionsparametern verwendet.

4.1.2. Transistormodelle

Für die Beschreibung von Induktivitätsschaltungen ist aus den analytischen Untersuchungen bekannt, dass die Transistoreigenschaften von besonderer Relevanz sind. Um den Transistor in ADS zu simulieren, gibt es folgende Möglichkeiten: Benutzen der ADS-eigenen Bauteilbibliotheken, Importieren der \underline{S} -Parameter oder SPICE-Daten des Herstellers oder das Einfügen von Datenblattangaben in ein leeres Transistor-Modell. Ein Vergleich die-

4.1. Vorüberlegungen zur Schaltungssimulation

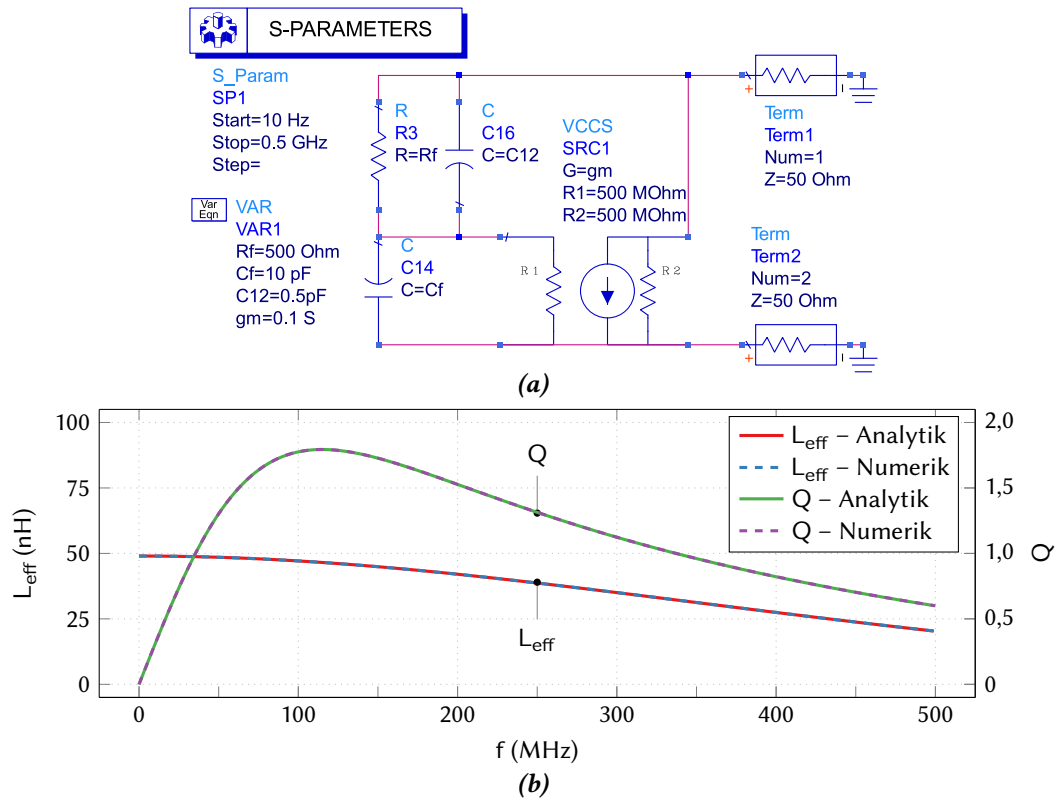


Abbildung 4.4. – Simulierte Schaltung und Vergleich der Simulationsergebnisse mit den Resultaten der analytischen Rechnung für die gleichen Ausgangswerte $R_f = 500 \Omega$, $C_f = 10 \text{ pF}$, $C_{12} = 0,5 \text{ pF}$ und $g_m = 0,1 \text{ S}$.

ser Methoden wird erschwert dadurch, dass weder die ADS-Bauteilbibliothek, noch die S -Parameter Daten des Herstellers Einsicht in die Details des Modells gewähren. Es stellt sich heraus, dass die Modelle zum Teil versionsabhängigen Schwankungen unterliegen. Ein Vergleich mit SPICE Modellen ist deshalb nur qualitativ möglich. Das Verwenden von SPICE-Daten ist die präferierte Methode, da das Modell zum einen die relevanten Effekte abdeckt und zum anderen im Gegensatz zu den ADS-Bauteilbibliotheken für den Nutzer einsehbar und damit vergleichbar ist. SPICE-Modelle sind Modellen basierend auf Datenblättern ähnlich, aber oft sind die Angaben in Datenblättern unvollständig und weit weniger komplex.

Abbildung 4.1 zeigt die unterschiedlichen Methoden, mit denen eine Schaltung untersucht werden kann. Die gewonnenen Informationen unterscheiden sich bei jeder Methode, sollen aber schlussendlich eine Aussage über die gleiche Größe machen können. Die analytischen Rechnungen beruhen auf Anwendung der Kirchhoffschen Gleichung auf eine Schaltung und ermöglichen die Ableitung einer Impedanz an den Ausgangsklemmen der

Schaltung, und aus dieser das Bestimmen eines Induktivitätswertes. ADS ermöglicht die Auswertung einer Schaltungssimulation in allen Vierpol-Parametern. In der vorliegenden Arbeit wird mit \underline{S} -Parametern gearbeitet. Sie erlauben den direkten Vergleich mit Messwerten und insbesondere die Beurteilung der Symmetrie-Eigenschaften einer Schaltung. Mittels Umrechnung der \underline{S} -Parameter in Impedanzwerte (s. Gleichung (4.15)) wird der Induktivitätswert der Schaltung bestimmt. Um die Kongruenz der analytischen und numerischen Methoden zu prüfen, werden die Ergebnisse aus einer ADS-Simulation und einer analytischer Berechnung verglichen. Die Schaltung, die sowohl der Rechnung, als auch der Simulation zugrunde liegt, beinhaltet folgende Elemente: $R_f = 500 \Omega$, $C_f = 10 \text{ pF}$, $C_{12} = 0,5 \text{ pF}$ und $g_m = 0,1 \text{ S}$. Die Ein- und Ausgangswiderstände werden als ideal angenommen ($R_{in} = R_{out} = 500 \text{ M}\Omega$) und die Torimpedanzen mit 50Ω . Die analytische Rechnung beruht auf den Formeln (3.20) und (3.21), die in Kapitel 3.1.3 vorgestellt wurden. Die in ADS simulierte Schaltung ist in der Abbildung 4.4a dargestellt und Abbildung 4.4b zeigt die Ergebnisse in einem Diagramm von Induktivität und Güte über der Frequenz. Es wird deutlich, dass die Untersuchung einer Schaltung mit den unterschiedlichen Methoden von Simulation (gestrichelte Linie) und analytischer Rechnung (durchgezogene Linie) zu einem deckungsgleichen Ergebnis kommen. Mit der Bestätigung der korrekten Umrechnung der \underline{S} -Parameter in Induktivitätswerte können die Simulationen anschließend schrittweise komplexer gestaltet werden, bis zu Schaltungen hin, die für eine analytische Beschreibung zu komplex wären. Das ermöglicht die Untersuchung von Transistormodellen und Herstellerbibliotheken der passiven Bauelemente. Bei der Simulation von Schaltungen, deren Transistoren auf Herstellermodellen basieren, muss der Aufbau die gleichen zwei Spannungsversorgungen beinhalten, wie bei der tatsächlichen Umsetzung: der Arbeitspunkt wird wesentlich über U_{ctrl} eingestellt. Die Betriebsspannung U_{BS} ist ein Designparameter, der aber während der Variation von U_{ctrl} konstant bleibt (vgl. Abb. 2.9: U_{ctrl} und U_{BE} sowie U_{out} und U_{CE}).

4.1.3. Dimensionierung der Biaselemente

Zum Festlegen der Betriebsspannungen müssen Bias-Tees im Schaltungsentwurf berücksichtigt werden. Wie in Abbildung 4.5 dargestellt, bestehen sie üblicherweise aus einer Kapazität und einer Induktivität. Bias-Tees sind Diplexer und sorgen dafür, dass hochfrequente Signalanteile von Gleichstrom-Signalen getrennt werden, sodass kein Wechselstrom in Richtung der Gleichstromquelle fließen kann. Hochfrequenzsignale werden über einen Kondensator ausgekoppelt, der Gleichstromanteile blockt, während hochfrequente Signalanteile von einer Spule blockiert werden, die im Gegenzug die Gleichspannung

4.1. Vorüberlegungen zur Schaltungssimulation

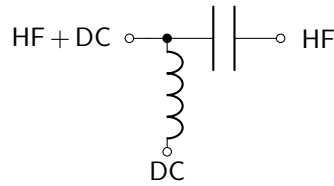


Abbildung 4.5. – Äquivalente Schaltung eines Bias-Tees, das den hochfrequenten und den Gleichspannungsanteil eines Signals auftrennt.

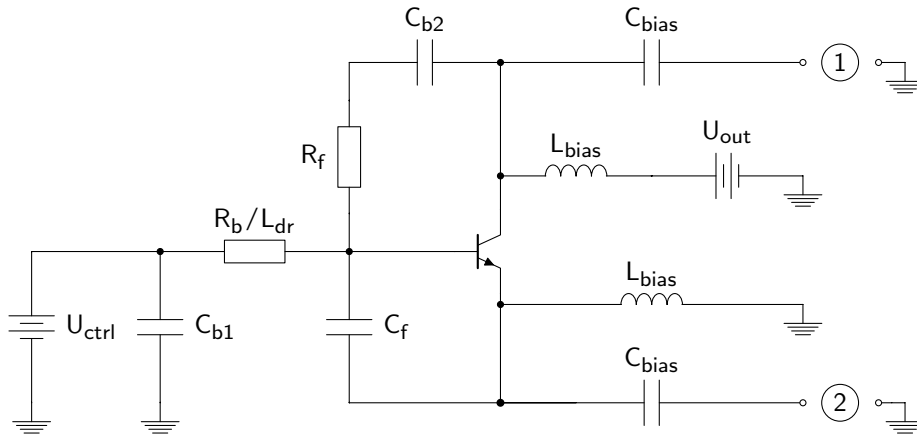


Abbildung 4.6. – Prinzipielle Realisierung der Bias-Tees für eine Induktivitätsschaltung. Die Bias-Tees an den Messtoren werden entweder intern im NWA realisiert oder durch externe Bias-Tees. Die Bias-Elemente, die zur Kontrollspannung U_{ctrl} gehören, sind auf der Leiterplatte realisiert.

weiterleitet. Während in numerischen Schaltungssimulationen die idealen Elemente „DC-Block“ und „DC-Feed“ verwendet werden können, müssen für die praktische Umsetzung basierend auf dem benötigten Frequenzbereich konkrete Elementewerte für die Induktivität und Kapazität des Bias-Tees berechnet werden. Die Bias-Tees an den Messtoren werden entweder intern im NWA realisiert oder durch externe Bias-Tees. Die Bias-Elemente, die zur Kontrollspannung U_{ctrl} gehören, sind für die gemessenen Schaltungen auf der Platine realisiert. Die Blockkapazität C_b ist gleichstrommäßig ein Leerlauf und ihr Elementwert muss für die niedrigste Nutzfrequenz dimensioniert werden, die sie passieren lassen soll. Die Drosselspule L_{dr} ist ein Kurzschluss bei Gleichstrom und ihr induktiver Widerstand steigt mit zunehmender Frequenz. Um die Vorteile einer spuleneisernen Schaltung beizubehalten, wird die Drosselspule in der Praxis durch einen ohmschen Blockwiderstand R_b ersetzt. Die Dimensionierung der Elemente C_{b1} , C_{b2} und R_b ist im Folgenden beschrieben. Die Rückkoppelkapazität C_f ist gleichstrommäßig ein Leerlauf, aber mit zunehmender Frequenz sinkt ihr kapazitiver Widerstand X_{Cf} . Um einen Einfluss auf den Quellzweig zu vermeiden, muss der Blockwiderstand R_b , der parallel zu C_f liegt, viel größer dimensioniert sein als

Kapitel 4. Numerische Berechnungen

der kapazitive Widerstand von C_f . Für $C_f = 1 \text{ pF}$ bei $f = 10 \text{ MHz}$ ergibt sich

$$R_b \overset{!}{\gg} |X_{Cf}| \quad (4.16)$$

$$X_{Cf} = \frac{1}{2\pi f C_f} \quad (4.17)$$

$$= 15,9 \text{ k}\Omega. \quad (4.18)$$

Der Wert für R_b soll viel größer sein und wird deshalb in den Realisierungen mit $R_b = 1 \text{ M}\Omega$ dimensioniert. Um R_b außerdem definiert nach Masse abzuschließen und damit keine externen Störeinflüsse eingespeist werden, soll der kapazitive Widerstand der Blockkapazität viel kleiner sein, als der Blockwiderstand. Für eine Blockkapazität mit dem Wert $C_{b1} = 1 \text{ }\mu\text{F}$ bei einer Frequenz $f = 10 \text{ MHz}$ ist diese Anforderung erfüllt:

$$|X_{Cb1}| \overset{!}{\ll} R_b \quad (4.19)$$

$$X_{Cb1} = \frac{1}{2\pi f C_{b1}} \quad (4.20)$$

$$= 1,59 \Omega. \quad (4.21)$$

Die Blockkapazität C_{b2} liegt im Rückkoppelpfad seriell zu R_f . Das Ziel ist, dass die Blockkapazität das Verhalten im Rückkoppelpfad nicht nennenswert beeinflusst. Der kapazitive Widerstand von C_{b2} soll deshalb viel kleiner sein, als R_f . Für eine Blockkapazität mit dem Wert $C_{b2} = 1 \text{ }\mu\text{F}$, die Frequenz $f = 10 \text{ MHz}$ und den Rückkoppelwiderstand $R_f = 500 \Omega$ ist diese Anforderung erfüllt:

$$|X_{Cb2}| \overset{!}{\ll} R_f \quad (4.22)$$

$$X_{Cb2} = \frac{1}{2\pi f C_{b2}} \quad (4.23)$$

$$= 1,59 \Omega. \quad (4.24)$$

4.2. Sperrschicht-Feldeffekttransistor

Der BF545A ist ein Sperrschicht Feldeffekttransistor (engl. *junction field effect transistor* (JFET)) des Herstellers NXP. Er wurde wegen seiner Aufbausymmetrie und des hohen Eingangswiderstandes ausgewählt. Das Herstellermodell des Transistors ist in der Bauelemente-Bibliothek von Keysight ADS 2014.01 enthalten. Der Schaltungsaufbau, der in der Simulation verwendet wurde, ist in Abbildung 4.7 dargestellt. Als Simulationstypen sind \underline{S} -Parameter- und DC-Simulation hinterlegt, die Variation der Steuerspannung $U_{\text{ctrl}} = V_{\text{GS}}$ erfolgt über einen Parameter-Sweep und die Betriebsspannung ist konstant mit $U_{\text{BS}} = 15 \text{ V}$ definiert. Diese Vorgaben entsprechen mit $U_{\text{BS}} = U_{\text{DS}} = 15 \text{ V}$ und $U_{\text{GS}} = -1,3 \text{ V}$ bis 0 V dem Transistor-Datenblatt. Im Rückkoppelpfad wird die Blockkapazität mit 330 nF dimensioniert. Für die Bias-Elemente wurden in der Simulation die idealen Elemente „DC-Block“ und „DC-Feed“ verwendet.

4.2.1. Grundschtaltung

Das Ziel dieser Schaltung ist das Erreichen von großen Induktivitätswerten, die für Hochfrequenzanwendungen anderweitig schwer in platzsparender Form zu realisieren sind. Die Rückkoppelemente wurden deshalb mit $R_f = 5,1 \text{ k}\Omega$ und $C_f = 1 \text{ pF}$ umgesetzt. Abbildung 4.8 zeigt die Ergebnisse der Simulation. Dargestellt sind die Induktivität, Güte, die \underline{S} -Parameter, sowie der Real- und Imaginärteil der effektiven Impedanz. In Abbildung 4.8a sind der Induktivitätswert in μH (durchgezogene Linien) und die Güte (gestrichelte Linien) über der Frequenz und für eine Variation des Drainstroms dargestellt. Die Schaltung zeigt ein mit dem Drainstrom abstimmbares, induktives Verhalten zwischen $8 \mu\text{H}$ (2 mA) und $11 \mu\text{H}$ ($0,5 \text{ mA}$) bis in den HF-Bereich und eine Güte zwischen $0,6$ ($0,5 \text{ mA}$) und $1,2$ (3 mA). In Abbildung 4.8b sind die \underline{S} -Parameter für $I_D = 0,5 \text{ mA}$ und 3 mA dargestellt und zeigen die arbeitspunktunabhängige Symmetrie der Schaltung. Für beide Arbeitspunkte sind jeweils \underline{S}_{11} und \underline{S}_{21} dargestellt, da \underline{S}_{22} und \underline{S}_{12} deckungsgleich dazu sind. Der niedrige Gütewert wird durch die betragsmäßig abgebildeten \underline{S} -Parameter untermauert. Die Reflexionswerte von \underline{S}_{11} sind sehr groß und die Transmissionswerte von \underline{S}_{21} sehr gering. Auch aus Abbildung 4.8c werden die niedrigen Gütewerte deutlich, da der Realteil der resultierenden effektiven Impedanz zwischen den Toren merklich größer ist, als der Imaginärteil. Der aus den \underline{S} -Parametern berechnete Imaginärteil erreicht sein Maximum bei einer Frequenz von 15 MHz und sinkt danach wieder. Der Realteil hingegen steigt mit zunehmender Frequenz. Zusätzlich wird aus dieser Darstellung deutlich, dass die Abstimbarkeit der Induktivität hauptsächlich auf der Variation des Realteils der Schaltung basiert, der mit der Variation

Kapitel 4. Numerische Berechnungen

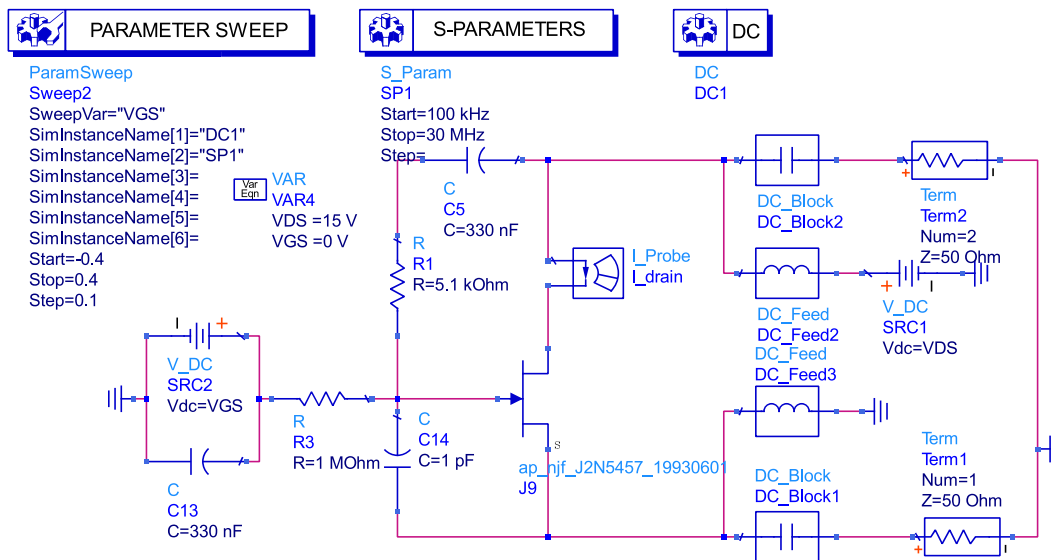


Abbildung 4.7. – ADS-Schaltbild der Induktivitätsschaltung basierend auf dem Sperrschicht-FET BF545A. Dargestellt sind die Arten der Schaltungssimulation („S-Parameters“, „DC“), die Variation der Steuerspannung („Parameter sweep“) sowie die Schaltung selbst, inklusive der Biaselemente („DC-Block“, „DC-Feed“) und den zwei 50Ω-Toren („Term“).

des Drainstroms größeren Änderungen unterliegt als der Imaginärteil. Die Frequenz des Maximums der Güte liegt bei Frequenzen, bei denen der Realteil der Schaltung einen geringeren Anstieg hat. Die Realisierung dieser Schaltung erfolgt, um einen grundlegenden Funktionsbeweis zu erbringen und eine Beurteilung der Methoden zur Verbesserung der Ergebnisse zu ermöglichen. Ist das erreicht, können Maßnahmen zur Verbesserung der Güte ergriffen werden.

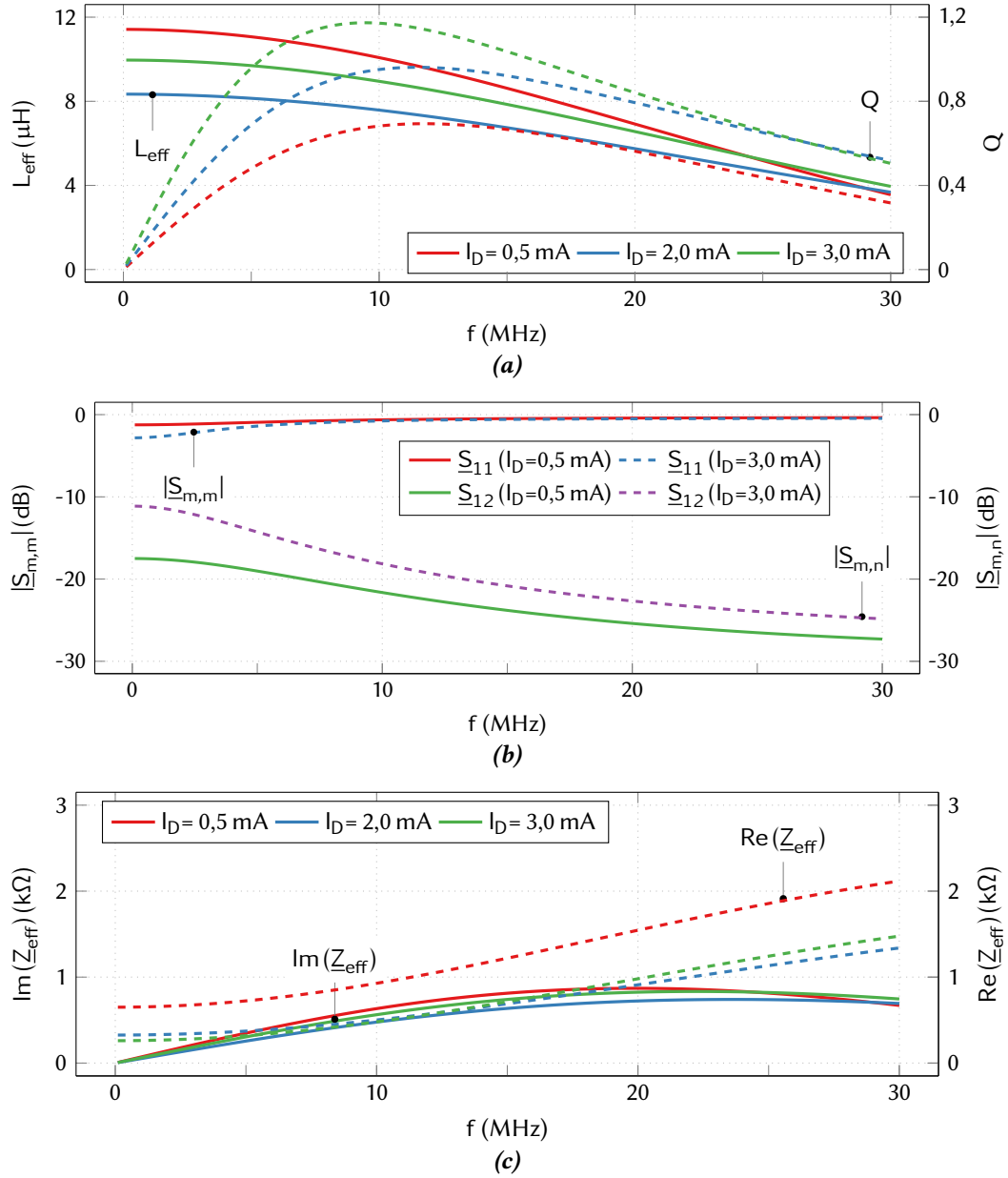


Abbildung 4.8. – Simulationsergebnisse der BF545A-basierten Induktivitätsschaltung für die Variation des Drainstroms $I_D = 0,5 \text{ mA}$, 2 mA und 3 mA : (a) Induktivität und Güte, (b) S -Parameter ($0,5 \text{ mA}$ und 3 mA), (c) Real- und Imaginärteil der effektiven Impedanz.

4.2.2. Erweiterung um die Kompensationsinduktivität im Rückkoppelpfad

Die Ergebnisse der Grundsaltung zeigen das abstimbare Verhalten der Induktivitätsschaltung für Frequenzen kleiner 50 MHz. In vorherigen Kapiteln wurde gezeigt, dass eine reaktive Leistungskompensation im Rückkoppelpfad das Frequenzverhalten einer Schaltung deutlich verbessert. In Abbildung 4.9 sind die Ergebnisse dargestellt für die Erweiterung des Rückkoppelpfades um die zusätzliche Induktivität $L_f = 660 \text{ nH}$. Diese Schaltung wurde praktisch realisiert, bevor eine Simulation für diesen Aufbau durchgeführt wurde. Abbildung 4.9a zeigt die Induktivität und Güte über der Frequenz für eine Variation des Drainstroms zwischen 0,5 mA, 2 mA und 3 mA. Dabei ergibt sich für $I_D = 3 \text{ mA}$ der höchste Gütewert, aber wie zuvor in der Grundsaltung resultiert aus $I_D = 2 \text{ mA}$ der niedrigste Induktivitätswert. Damit entsteht der maximale Abstimbereich bei Drainströmen zwischen 0,5 und 2 mA, statt zwischen 0,5 und 3 mA. Dass die Induktivität nicht linear mit den Einflussgrößen der restlichen Schaltung, zum Beispiel Drainstrom oder Dimensionierung der Rückkoppelemente, skaliert, wurde bereits in den Kapiteln zu den analytischen Beschreibungen und in [79] deutlich. Abbildung 4.9b zeigt die Beträge der \underline{S} -Parameter für $I_D = 0,5 \text{ mA}$ und 3 mA , während der Real- und Imaginärteil der errechneten Impedanz in Abbildung 4.9c dargestellt sind. Vermutlich ist der Wert der zusätzlichen Induktivität nicht groß genug, denn in den erzielten Werten lässt sich kein nennenswerter Unterschied zu der Schaltung ohne die reaktive Leistungskompensation feststellen. Die Simulationsergebnisse dieser Schaltung deuten auf eine generelle Wirksamkeit der Induktivitätsschaltung und ihrer Abstimmbarkeit sowie ihrer Reziprozität hin. Die \underline{S} -Parameter zeigen für alle Arbeitspunkte symmetrisches und reziprokes Verhalten. Der Wert der resultierenden Induktivität liegt mit Werten im Bereich von μH viel höher als vergleichbare Ansätze. Der Abstimbereich für die vorgestellte Dimensionierung reicht von $8 \mu\text{H}$ bis $11 \mu\text{H}$ bei 5 MHz. Neben einer Verbesserung der Güte sollte deshalb auch eine Erweiterung des nutzbaren, das heißt abstimbaren, Frequenzbereichs verfolgt werden.

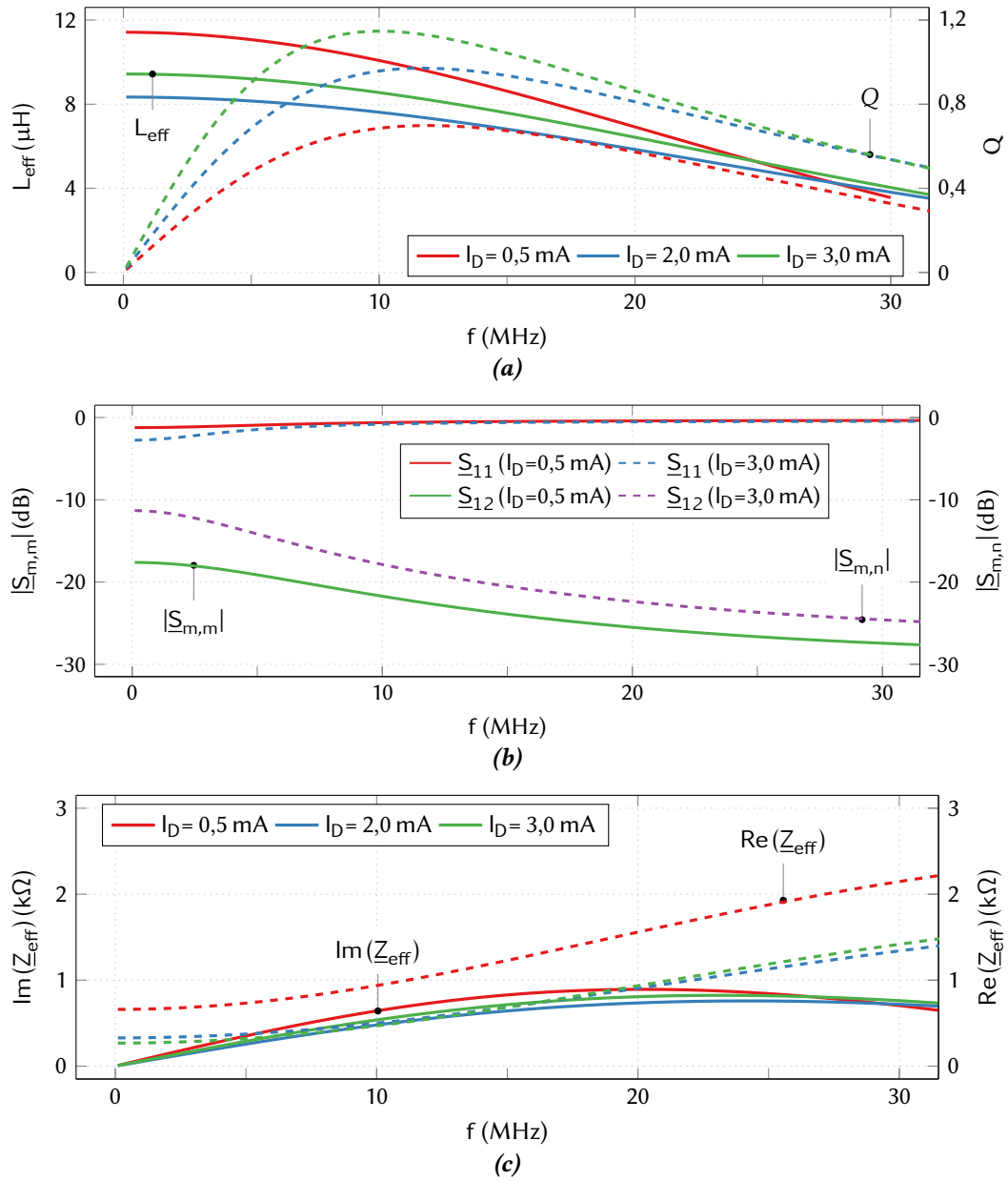


Abbildung 4.9. – Simulationsergebnisse der BF545A-basierten Induktivitätsschaltung mit Kompensationsinduktivität im Rückkoppelpfad $L_q = 660 \text{ nH}$ für die Variation des Drainstroms $I_D = 0,5 \text{ mA}$, 2 mA und 3 mA : (a) Induktivität und Güte, (b) \underline{S} -Parameter ($0,5 \text{ mA}$ und 3 mA), (c) Real- und Imaginärteil der effektiven Impedanz.



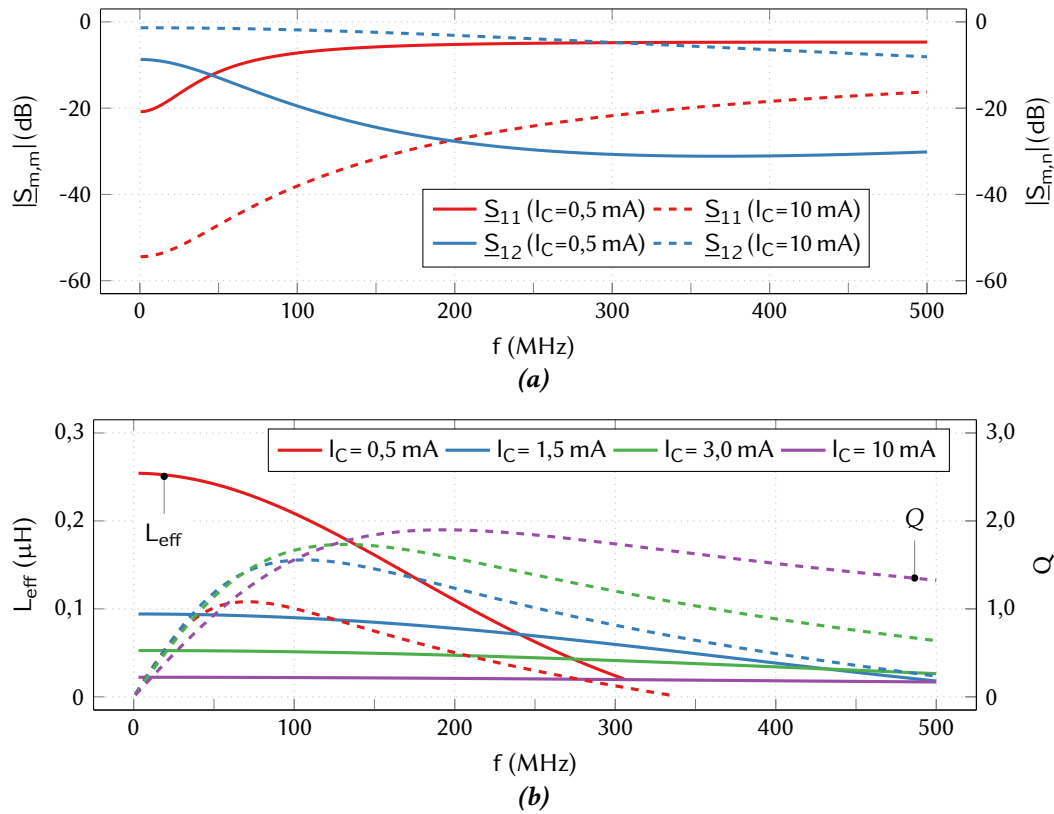


Abbildung 4.11. – Simulationsergebnisse für die BFP450-basierte Induktivitätsschaltung: (a) \underline{S} -Parameter bei $I_C = 0,5$ mA und 10 mA, sowie (b) Induktivität und Güte für $I_C = 0,5$ mA, 1,5 mA, 3,0 mA und 10 mA, .

zu $|S_{22}|$ und $|S_{12}|$ sind (s. Anhang C, Abschnitt BFP450). Die Werte der Reflexionsparameter variieren zwischen -20 dB und -4 dB bei $I_C = 0,5$ mA und zwischen -55 dB und -16 dB bei $I_C = 10,0$ mA. Die Beträge der Transmissionsparameter liegen zwischen -30 dB und -8 dB bei $I_C = 0,5$ mA und zwischen -8 dB und -0,5 dB bei $I_C = 10,0$ mA. Die Änderungen der \underline{S} -Parameterwerte sind für $I_C = 0,5$ mA steiler mit dem Anstieg der Frequenz, als bei hohen Kollektorströmen. Abbildung 4.11b zeigt die effektive Induktivität in Abhängigkeit von der Frequenz für die Kollektorströme $I_C = 0,5$ mA, 1,5 mA, 3 mA und 10 mA. Die resultierende effektive Induktivität ist um Faktor 10 kleiner, als die der BF545A-basierten Schaltung (s. Abbildung 4.8a), aber der Frequenzbereich ist von 20 MHz auf 200 MHz erweitert. Die Güte ist sehr niedrig, aber für die höheren Ströme geringfügig besser und größer eins.

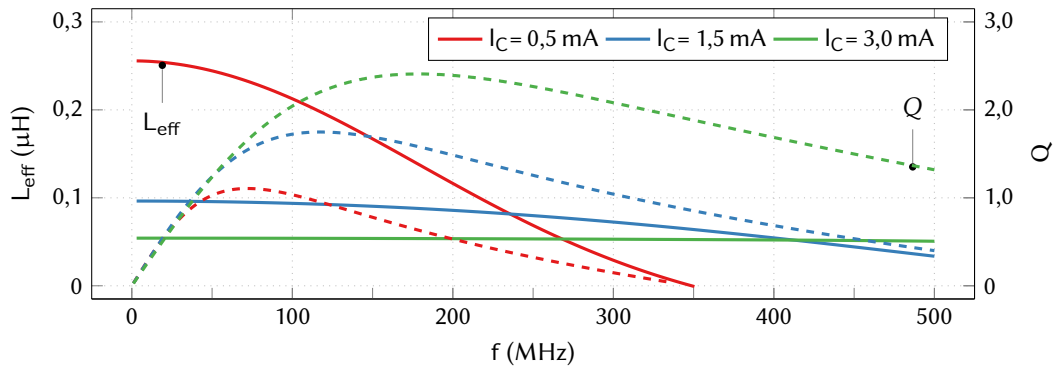


Abbildung 4.12. – Simulationsergebnisse der BFP450-Schaltung mit Erweiterung um die Induktivität $L_q = 1,5 \text{ nH}$ für die Güteverbesserung und bei Kollektorströmen $I_C = 0,5 \text{ mA}$, $1,5 \text{ mA}$ und 3 mA .

4.3.2. Erweiterung um die Kompensationsinduktivität im Emittterpfad

Um den niedrigen Gütewerten entgegen zu wirken, wird die untersuchte Schaltung um die Serien-Mitkopplung $L_q = 1,5 \text{ nH}$ im Pfad von Emittter nach Tor 2 erweitert. Die Ergebnisse dieser Simulation sind in Abbildung 4.12 für die Induktivität und die Gütewerte abgebildet. Die S -Parameter zeigen qualitativ das gleiche Verhalten wie für die Schaltung zuvor in Abbildung 4.11 illustriert und werden deshalb an dieser Stelle nicht gesondert dargestellt. Die Erweiterung der Schaltung um L_q führt zu einer leichten Verbesserung der Gütewerte sowie des Frequenzbereichs der Induktivität. Die zusätzliche Induktivität führt in der Simulation jedoch für die höheren Kollektorströme bereits zu Resonanzeffekten mit sehr schmalbandigen hohen Gütewerten, sodass die Ergebnisse für Kollektorströme zwischen $0,5 \text{ mA}$ und 3 mA betrachtet werden. Der nutzbare Frequenzbereich, in dem die Induktivität als konstant betrachtet werden kann, wird leicht erweitert. Der Gütewert ist nun für $I_C = 3 \text{ mA}$ höher als bei der Grundsaltung für $I_C = 10 \text{ mA}$. Abhängig von dem gewählten Abstimmereich reicht der nutzbare Frequenzbereich bis 250 MHz für eine Induktivität zwischen 55 nH und 95 nH , wohingegen die Abstimmbarkeit zwischen 55 nH und 250 nH nur bis 50 MHz möglich ist. Die S -Parameter zeigen symmetrisches und reziprokes Verhalten, und es konnte eine Verbesserung der Gütewerte durch das Hinzufügen der Induktivität im Emittterpfad erzielt werden.

4.4. Bipolartransistor 2

Nachdem vorangegangene Simulationen Symmetrie der \underline{S} -Parameter unabhängig von der Transistortechnologie gezeigt haben, soll in dieser Umsetzung eine Abstimmbarkeit über einen breiten Frequenzbereich im Vordergrund stehen. Bisher waren entweder Abstimmbarkeit oder Nutzbarkeit im HF-Bereich möglich, aber aufgrund ihrer gegenläufigen Abhängigkeit nicht beides. Der AT32032 von Avago ist ein HF Silizium Bipolartransistor und fand Anwendung wegen seines niedrigen Wertes für die transistorinterne Rückkoppelkapazität $C_{12} = 180 \text{ fF}$. In Anhang C wird im SPICE Modell des Transistors $C_{JC} = 1.8 \text{E-13 F}$ genannt. Diese niedrige parasitäre Kapazität wird eine Nutzung bei höheren Frequenzen ermöglichen und zugleich einen breiteren Frequenzbereich, in dem die variierten Induktivitätswerte konstant bleiben, erlauben.

4.4.1. Grundschtaltung

Abbildung 4.13 zeigt den Betrag der \underline{S} -Parameter für Frequenzen bis 1 GHz. In Abbildung 4.13a ist das Verhalten für einen Kollektorstrom $I_C = 0,1 \text{ mA}$ und in Abbildung 4.13b für 3 mA dargestellt. Bemerkenswert ist die Asymmetrie der Streuparameter, die in den vorangegangenen Simulationen nicht auftritt und die Relevanz der genutzten Transistormodelle zeigt. Die Abweichung wird für die Transmissionsparameter und für höhere Kollektorströme besonders deutlich. Dort beginnt bereits bei niedrigen Frequenzen die Abweichung und für $I_C = 0,1 \text{ mA}$ fällt ab etwa 200 MHz \underline{S}_{12} stärker ab als \underline{S}_{21} . Die Differenz steigt zunächst mit zunehmender Frequenz und bleibt ab etwa 500 MHz konstant. Zum Ende des betrachteten Frequenzbereiches hin beträgt die Differenz 2 dB. Wird der Kollektorstrom auf 3 mA erhöht, steigt diese Abweichung auf 6 dB. Bei den Reflexionsparametern ist die Abweichung zwar im Allgemeinen geringer, aber dennoch merklich insbesondere bei $I_C = 3 \text{ mA}$. Die Transmissionswerte liegen bei $I_C = 0,1 \text{ mA}$ zwischen -12 dB und -16 dB.

4.4.2. Erweiterung um die Kompensationsinduktivität im Rückkoppelpfad

Das Ziel der Verwendung des AT32032 ist vordergründig die Erweiterung des für die Abstimmung nutzbaren Frequenzbereiches. Dieser ist bereits für die unkompensierte Schaltung höher als bei den vorangegangenen Schaltungen, aber durch Verwendung einer zusätzlichen kompensierenden Induktivität kann der Frequenzbereich noch darüber hinaus erweitert werden. Die Induktivitätsschaltung wird deshalb um eine kompensierende Induktivität $L_f = 68 \text{ nH}$ erweitert. Die Abbildungen 4.14 und 4.15 zeigen die Simulationsergebnisse

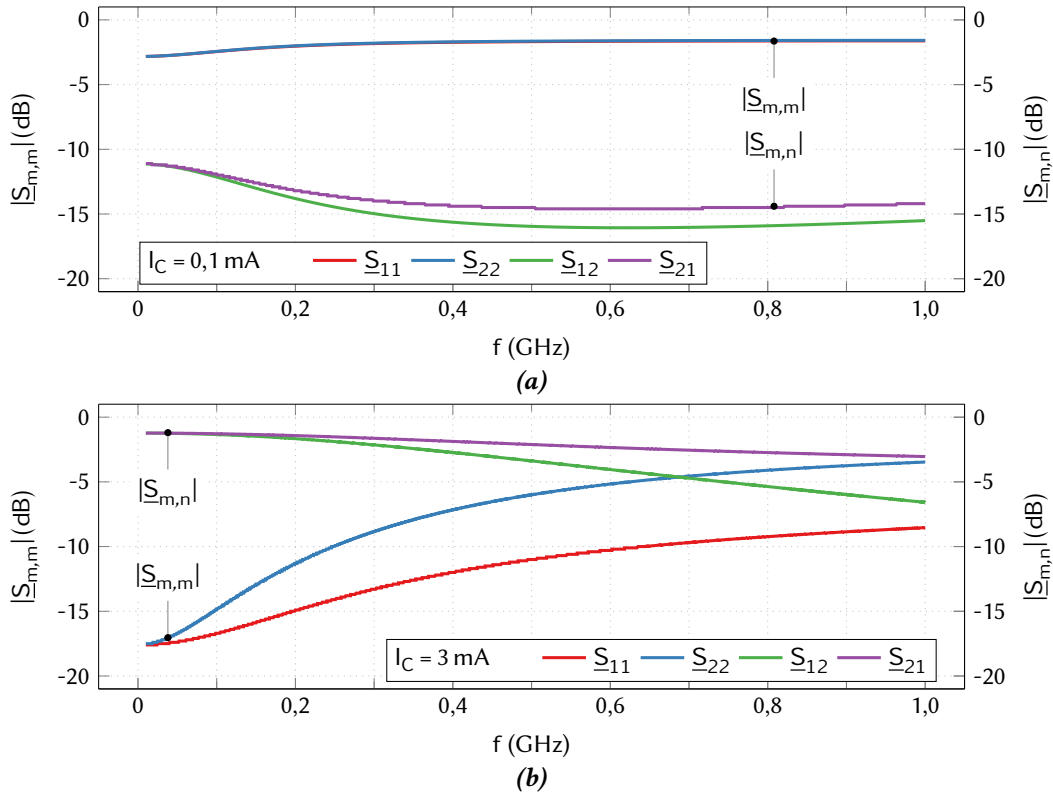


Abbildung 4.13. – Simulationsergebnisse für die AT32032-basierte Induktivitätsschaltung für die Kollektorströme (a) $I_C = 0,1 \text{ mA}$ und (b) 3 mA .

der Induktivitätswerte und der \underline{S} -Parameter für die unkompensierte Schaltung (durchgezogene Linien) und die kompensierte Schaltung (gestrichelte Linien). Die Ergebnisse sind für die Kollektorströme $I_C = 0,1 \text{ mA}$ und 3 mA dargestellt. Das asymmetrische Transmissionsverhalten verstärkt sich für diese Schaltung geringfügig: die Transmissionswerte liegen bei $I_C = 0,1 \text{ mA}$ zwischen -12 dB und -16 dB für die unkompensierte Schaltung und zwischen -10 dB und -20 dB für die kompensierte Schaltung.

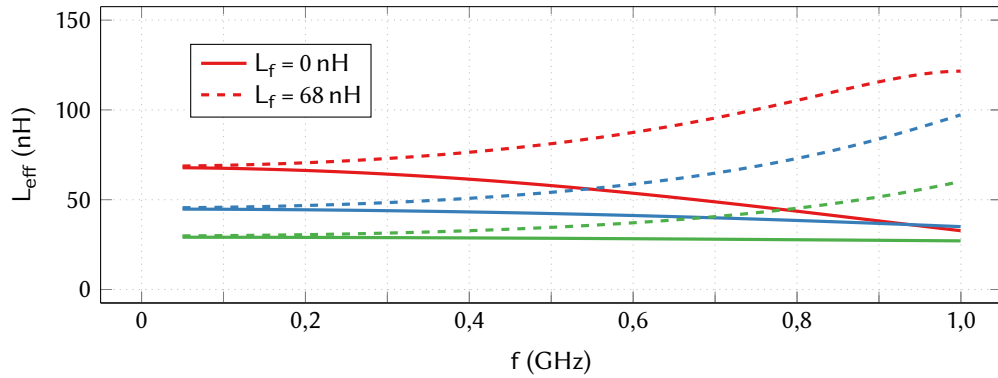


Abbildung 4.14. – Vergleich der simulierten Induktivität der AT32032-basierten Induktivitätsschaltung mit (gestrichelte Linien) und ohne (durchgezogene Linien) Kompensationsinduktivität $L_f = 68$ nH für die Kollektorströme $I_C = 0,5$ mA (rot), 1 mA (blau) und 2 mA (grün).

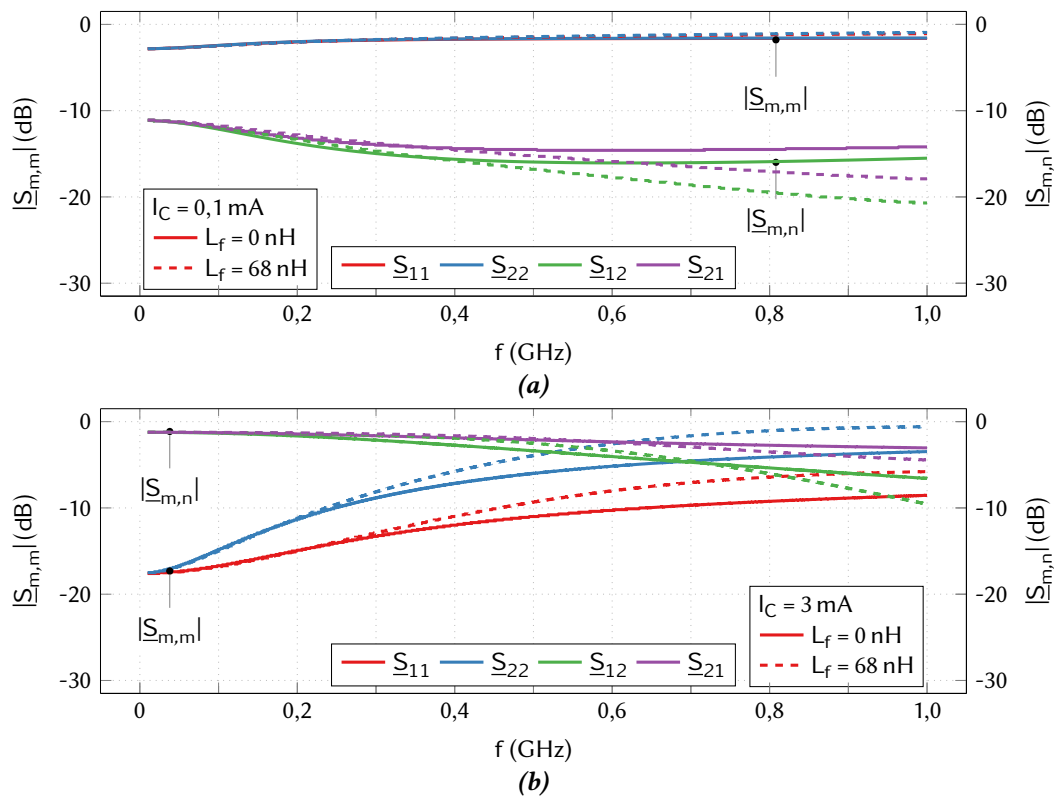


Abbildung 4.15. – Vergleich der Simulationsergebnisse der AT32032-basierten Induktivitätsschaltung für die Schaltungen mit und ohne Kompensationsinduktivität $L_f = 68$ nH für die Kollektorströme (a) $I_C = 0,1$ mA und (b) 3 mA.

4.5. Zusammenfassung

Eine Herausforderung bei der Nachbildung einer Spule mit einer aktiven Schaltung besteht darin festzustellen, welchen Induktivitätswert die Schaltung hat, wenn für die realisierte Schaltung nur S -Parameter gemessen werden. Diese Ableitung des Induktivitätswertes bildet deshalb den Anfang dieses Kapitels. Ergänzt wird das durch die Beschreibung der Einflüsse, den das Transistormodell und die Dimensionierung der Biaselemente auf die Simulationsergebnisse haben. Die numerischen Rechnungen selbst liefern dann die Simulationsergebnisse für Induktivitätsschaltungen, die auf drei Transistoren basieren: ein Sperrschichtfeldeffekttransistor und zwei Bipolartransistoren. Für alle drei Transistoren werden die Ergebnisse für die jeweilige Grundsaltung und ihre erweiterten Schaltungen dargestellt. Das ist für den ersten Bipolartransistor die Ergänzung um eine Induktivität im Emitterpfad zur Verbesserung der Güte und bei dem Sperrschicht-FET und dem zweiten Bipolartransistor die zusätzliche Induktivität im Rückkoppelpfad. Die im vorherigen Kapitel zusammengefassten Entwurfsrichtlinien werden durch die Ergebnisse belegt. Es sind über einen breiten Wertebereich abstimmbare Induktivitäten, die abhängig von der Größe der resultierenden effektiven Induktivität bis in den UHF-Bereich hinein nutzbar sind. Schlechte Gütewerte lassen sich zum Teil durch eine zusätzliche Induktivität im Emitterpfad verbessern und symmetrisches Verhalten zeigt sich sowohl für den Sperrschicht-FET wie auch den ersten Bipolartransistor.

Mit diesem Kapitel konnten demnach die Schlussfolgerungen zum Entwurf aus den analytischen Untersuchungen geprüft werden und können um das Wissen erweitert werden, dass nicht alle Reaktanzschaltungen symmetrisches Verhalten zeigen. Die numerischen Rechnungen unterstützen außerdem den komplexen Prozess der Dimensionierung der Schaltungselemente für die praktischen Umsetzungen der Schaltungen. Zudem bilden sie die Basis für den späteren Vergleich von Simulations- und Messergebnissen, der grundlegend für Aussagen über die Verlässlichkeit der Simulationsmodelle ist.

5 | Messungen

5.1. Realisierung der Schaltungen	80
5.2. Messaufbau	81
5.3. Messergebnisse des Sperrschicht-Feldeffekttransistors	83
5.3.1. Grundschialtung	85
5.3.2. Vergleich von Simulations- und Messergebnissen	86
5.3.3. Erweiterung um die Kompensationsinduktivität im Rückkoppel- pfad	90
5.3.4. Vergleich von Simulations- und Messergebnissen	91
5.3.5. Diskussion	93
5.4. Messergebnisse Bipolartransistor 1	95
5.4.1. Grundschialtung	96
5.4.2. Vergleich von Simulations- und Messergebnissen	99
5.4.3. Erweiterung um die Kompensationsinduktivität im Emitterpfad	101
5.4.4. Vergleich von Simulations- und Messergebnissen	103
5.4.5. Diskussion	105
5.5. Messergebnisse Bipolartransistor 2	107
5.5.1. Einfluss der Rückseitenmetallisierung	108
5.5.2. Erweiterung um die Kompensationsinduktivität im Rückkoppel- pfad	114
5.5.3. Vergleich von Simulations- und Messergebnissen	118
5.5.4. Einfluss der Schaltungsabmaße	119
5.5.5. Diskussion	125
5.6. Zusammenfassung	127

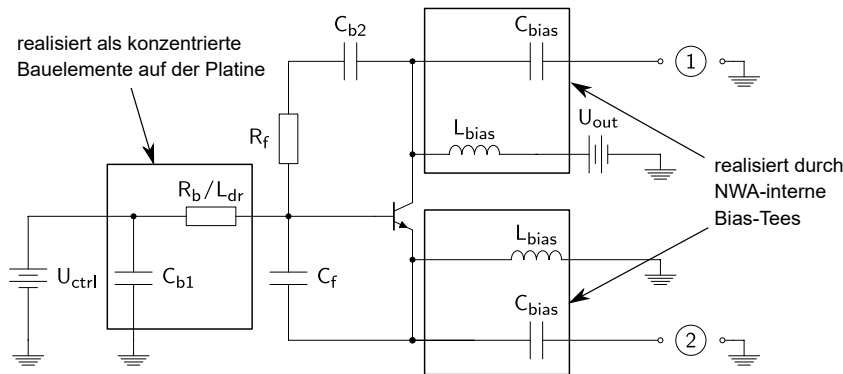


Abbildung 5.1. – Übersicht der Realisierung der Bias-Tees für die Induktivitätsschaltungen basierend auf BFP450, und AT32032. Die Bias-Tees, die zu der Betriebsspannung $U_{BS} = U_{out}$ gehören, sind intern im NWA realisiert. Die Bias-Elemente, die zur Kontrollspannung U_{ctrl} gehören, sind auf der Platine realisiert.

rückseitige Massefläche. Beschriftete Fotos der aufgebauten Schaltungen sind in den jeweiligen Unterkapiteln zu finden. In den ADS-Schaltungssimulationen wurden die Bias-Tees als ideale Elemente betrachtet. Bei der technischen Realisierung der Schaltung können sie auf verschiedene Arten umgesetzt werden: als konzentrierte Bauelemente auf der Schaltung selbst, als kommerziell erhältliche Bausteine zwischen Induktivitätsschaltung und Netzwerkanalysator (NWA) oder durch Verwendung der internen Bias-Tees des Netzwerkanalysators. Aufgrund der unterschiedlichen Frequenzbereiche, wurden für die Schaltung des BF545A externe Bias-Tees verwendet und für die Messungen der Schaltungen mit BFP450 und AT32032 die Netzwerkanalysator-internen Bias-Tees. Die Betriebsspannung U_{BS} (bzw. U_{CE} , U_{DS}) wird über die SMA-Anschlüsse aus dem Netzwerkanalysator bezogen. Durch die Verwendung der NWA-internen Bias-Tees für die Betriebsspannung, müssen nur die jeweiligen Blockelemente für Gleichstrom und Hochfrequenz berücksichtigt werden. Ihre Dimensionierung erfolgt für die jeweiligen Schaltungen wie in Kapitel 4 dargestellt.

5.2. Messaufbau

Der Messaufbau für die Messung der Induktivitätsschaltung ist, sofern nicht anders angegeben, entsprechend Abbildung 5.2 realisiert. Die Abbildung zeigt einen vektoriellen Netzwerkanalysator, eine Spannungsversorgung und ein Multimeter. Der für die vorgestellten Ergebnisse verwendete Netzwerkanalysator ist das Modell PNA E8316A der Firma Keysight Technologies und arbeitet in einem Frequenzbereich von 10 MHz bis 67 GHz. Der Netzwerkanalysator wird vor jeder Messung kalibriert. Die Spannungsversorgung

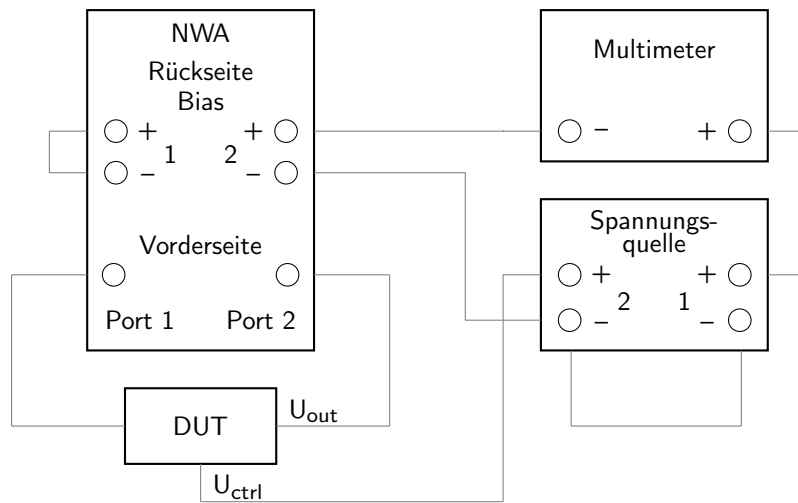


Abbildung 5.2. – Schema des Messaufbaus: Die Steuerspannung U_{ctrl} wird direkt an die Schaltung angelegt und von Hand variiert. Der Ausgangsstrom I_C wird am Multimeter angezeigt und die dazugehörige Spannung U_{out} , die die Spannung an der Schaltung (DUT) einstellt, liegt von der Spannungsversorgung über das Multimeter am Netzwerkanalysator (NWA) an und wird dort über die SMA-Kabel an die Schaltung weiter gegeben.

durch das Labornetzteil GW Instek-4303 [81] erfolgt für die Steuerspannung U_{ctrl} (bzw. U_{GS} , U_{BE}) direkt über ein Kabel an die zu untersuchende Schaltung (engl. *device under test* (DUT)). Die Ausgangsspannung U_{out} , die den Arbeitspunkt einstellt, wird über das Keithley Multimeter 2000 geführt, das den Ausgangsstrom $I_{out} = I_C$ misst. Die Spannung wird anschließend zur Rückseite des Netzwerkanalysators geführt, wo die Möglichkeit für ein externes Biasing besteht. Dort angeschlossen, kann die Spannung U_{BS} so direkt an Port 2 und über die SMA-Kabel an die Schaltung weitergegeben werden. Dabei muss die Ausrichtung der Schaltung beachtet werden, sodass der Kollektor der Schaltung an Port 2 angeschlossen ist und der Emitter an Port 1. Die Schaltungen werden mit dem NWA in ihren jeweils relevanten Frequenzbereichen gemessen und als S -Parameter gespeichert. Anschließend werden sie als Zweier Touchstone-Dateien exportiert und können so zum Vergleich mit den Simulationsergebnissen in Keysight ADS importiert und dargestellt werden. Die Leistung, mit der gemessen wird, muss im Netzwerkanalysator sinnvoll gewählt werden. Geringere Leistungen als nötig führen bei Messungen zu stark mit Rauschen überlagerten Ergebnissen, während zu große Signalleistungen zu nichtlinearen Effekten führen und dadurch die Messung verfälschen. Um zu prüfen, ab welcher Signalleistung nichtlineare Effekte auftreten, wurde die Messung der Induktivitätsschaltung, basierend auf dem Bipolartransistor AT32032, für Leistungen $P = -10$ dBm, -20 dBm, -30 dBm und -40 dBm durchgeführt. Die Änderung der Messergebnisse für variierende Leistungen erlaubt

5.3. Messergebnisse des Sperrschicht-Feldeffekttransistors

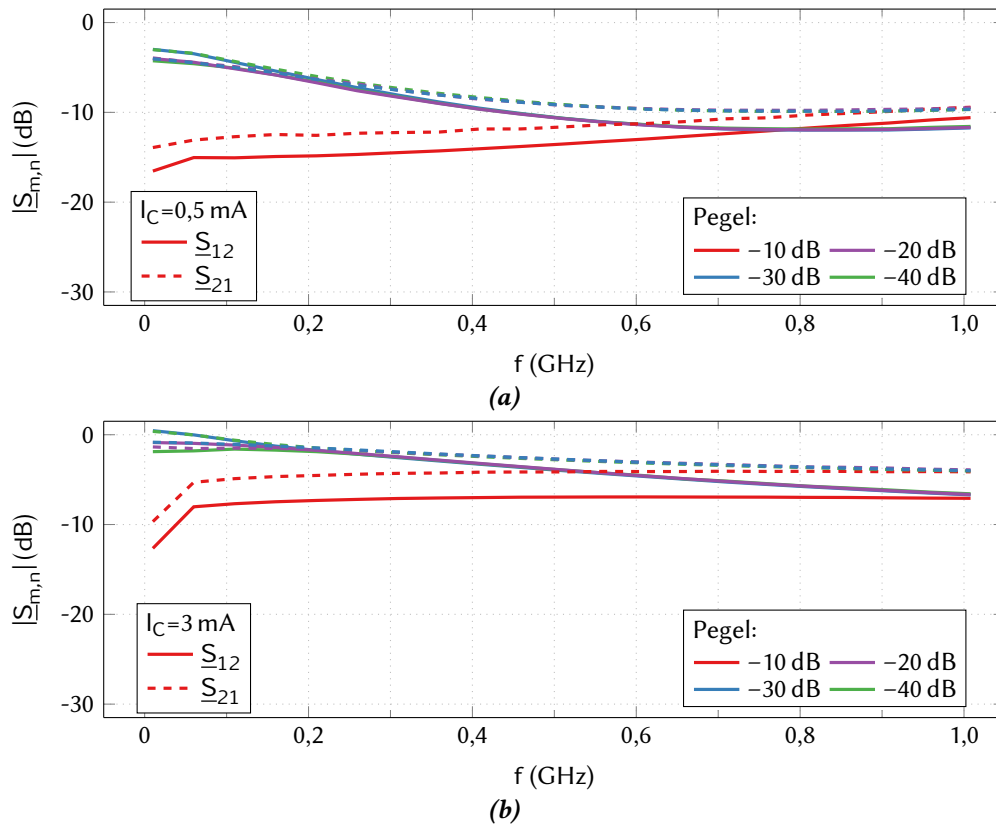


Abbildung 5.3. – Pegelabhängigkeit: Die Darstellung der \underline{S} -Parameter für verschiedene Leistungspegel zeigt deutlich, dass ab einer Leistung von -20 dBm oder kleiner kein Unterschied mehr besteht. Das gilt unabhängig vom Arbeitspunkt.

eine bessere Abschätzung der maximalen Leistung, die für die Messung zulässig ist, um die Schaltung im linearen Arbeitsbereich zu betreiben. Die Ergebnisse für die Transmissionsparameter sind für zwei verschiedene Arbeitspunkte in Abbildung 5.3 dargestellt. Es wird deutlich, dass es eine starke Abweichung bei $P = -10$ dBm gibt, die frequenzabhängig ist und mit zunehmender Frequenz abnimmt. Die \underline{S} -Parameter für Signalleistungen von $P = -20$ dBm und geringer sind deckungsgleich zueinander. Ein Vergleich der Abbildungen 5.3a und 5.3b macht deutlich, dass diese Ergebnisse arbeitspunktunabhängig sind. Für die vorliegende Arbeit wurden die Messungen daher mit -20 dBm durchgeführt.

5.3. Messergebnisse des Sperrschicht-Feldeffekttransistors

Bei dem Entwurf der Schaltung basierend auf dem JFET BF545A ist der Beweis von Reziprozität und Symmetrie das Hauptziel. Zusätzlich soll ein hoher Induktivitätswert erzielt

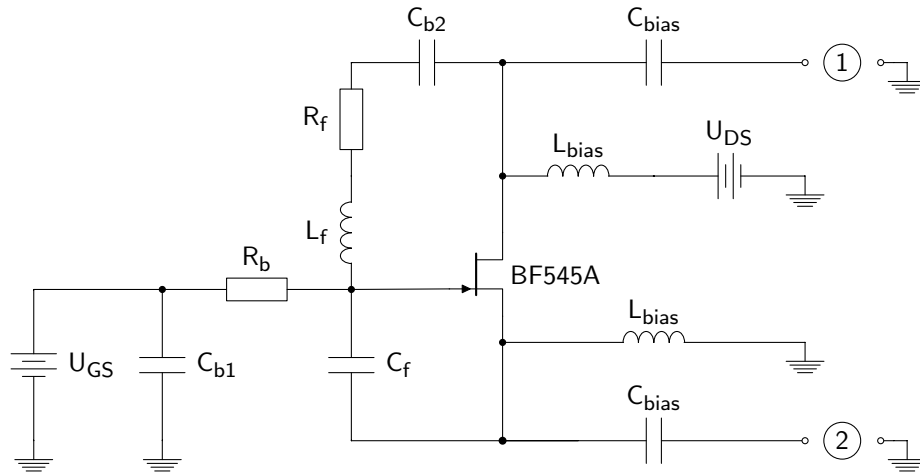


Abbildung 5.4. – Allgemeines Schaltbild für die verschiedenen Varianten der grundlegenden Induktivitätsschaltungen basierend auf dem FET BF545A, die sowohl mit als auch ohne zusätzliche Induktivität L_f aufgebaut sind, sowie die notwendigen Spannungsquellen und Tore.

werden. Diese beiden Kriterien führen zu einer Begrenzung des maximal nutzbaren Frequenzbereichs. Die Schaltung wurde mit verschiedenen dimensionierten Kombinationen der Rückkoppelemente aufgebaut und vermessen, die in Tabelle 5.5a dargestellt sind. Im Folgenden sind die Ergebnisse für die grau unterlegten Varianten dargestellt.

Tabelle 5.2. – Übersicht der Elementwerte für (a) die drei Realisierungen der Induktivitätsschaltung basierend auf dem JFET BF545A, (b) die Erweiterungen der ersten Schaltung aus (a) um eine Kompensationsinduktivität L_f im Rückkoppelpfad. Die grau unterlegten Bereiche sind die Varianten, deren Messergebnisse präsentiert werden.

	R_f	C_f		R_f	C_f	L_f
1	5,1 k Ω	1 pF		1	5,1 k Ω	1 pF
2	3,0 k Ω	1 pF		1	5,1 k Ω	220 nH
3	1,5 k Ω	1 pF		1	5,1 k Ω	660 nH

(a)

(b)

5.3. Messergebnisse des Sperrschicht-Feldeffekttransistors

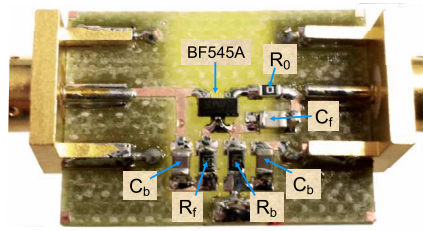


Abbildung 5.5. – Die Induktivitätsschaltung, realisiert basierend auf dem Sperrschicht Feldeffekttransistor BF545A mit den Rückkoppelementen R_f und C_f , den Biaselementen R_b und C_b , sowie dem 0Ω -Platzhalter für die spätere Erweiterung um eine Chipinduktivität.

Tabelle 5.3. – Vollständige Liste der Werte der verwendeten Bauelemente für die Realisierung der Schaltung basierend auf dem JFET BF545A.

Bauelement	R_f	C_f	R_b	C_{b1}	C_{b2}
Größe	5,1 k Ω	1 pF	100 M Ω	100 nF	100 nF

5.3.1. Grundsaltung

Abbildung 5.4 zeigt den Schaltplan und Anordnung der Elemente, Tabelle 5.3 die dazugehörigen Elementewerte und Abbildung 5.5 die Realisierung der Induktivitätsschaltung. Das Messen einer Schaltung in dem vorliegenden, verhältnismäßig niedrigen, Frequenzbereich ist messtechnisch herausfordernd, konnte aber erfolgreich mit dem Netzwerkanalysator HP8753C (30 kHz–3 GHz) und dem \underline{S} -Parameter Testset 85046A (0,3 MHz–3 GHz) durchgeführt werden. Die HF-Leistung beträgt $P = -20$ dBm und die Ausgangsspannung ist auf $U_{DS} = 12$ V eingestellt. Die Beträge der \underline{S} -Parameter sind in Abbildung 5.6a und 5.6b exemplarisch für die minimalen und maximalen Drainströme $I_D = 0,5$ mA und 6 mA abgebildet. Die in Abbildung 5.6a dargestellte Übertragung ist mit $|\underline{S}_{12}| = |\underline{S}_{21}| = -15$ bis -25 dB sehr niedrig, während die Reflexion in Abbildung 5.6b mit $|\underline{S}_{11}| = |\underline{S}_{22}| = -1$ bis -5 dB sehr groß ist. Die \underline{S} -Parameter unterscheiden sich, aufgrund der unterschiedlichen Steilheit g_m , für die verschiedenen Drainströme. Die Schaltung zeigt, frequenz- und arbeitspunktunabhängig, reziprokes und symmetrisches Verhalten für einen eingeschränkten Frequenzbereich. Die Reflexionsparameter variieren für den niedrigen $I_D = 0,5$ mA (durchgezogene Linie) weniger als für den höheren von $I_D = 6$ mA (gestrichelte Linie). Insgesamt bleibt die Abweichung kleiner als 0,5 dB und kann vernachlässigt werden. Die Abweichung zwischen Vorwärts- und Rückwärtstransmission lässt keine Abhängigkeit von I_D erwarten. Für die Transmissionsparameter beträgt die Abweichung zwischen den \underline{S} -Parameterbeträgen maximal 2 dB. Die Differenz scheint hauptsächlich durch den Transistor verursacht zu werden. Der

Rest der Schaltung besteht aus passiven Bauelementen und gedruckten Leitungen, und die verwendeten Leitungslängen verursachen im hier verwendeten Frequenzbereich nur geringe parasitäre Beiträge. Abschließend werden in Abbildung 5.7, für eine Variation des Drainstroms $I_D = 0,5 \text{ mA}$, 1 mA , 2 mA und 6 mA , die Induktivität und Güte betrachtet. Abbildung 5.7a illustriert die grundlegenden Zusammenhänge der Induktivitätsschaltung noch einmal deutlich: der größte Wert für die effektive Induktivität wird mit dem geringsten Drainstrom erreicht. Mit einem großen L_{eff} -Wert geht jedoch auch der die geringste Grenzfrequenz f_{co} einher. Die resultierende Induktivität ist daher schmalbandig, kann aber bei 5 MHz zwischen $3,4 \text{ } \mu\text{H}$ und $6,5 \text{ } \mu\text{H}$ abgestimmt werden. Die Induktivität war für eine Realisierung mit einem kleineren Rückkoppelwiderstand $R_f = 1,5 \text{ k}\Omega$ über einen etwas breiteren Frequenzbereich konstant, aber dafür war auch der Abstimmbereich geringer. Die aus der errechneten Impedanz abgeleitete Güte, wie sie in Abbildung 5.7a dargestellt ist, steigt zunächst mit zunehmender Frequenz, erreicht ein Maximum bei 7 MHz und sinkt danach wieder ab.

Da die Güte das Verhältnis von Imaginär- und Realteil der effektiven Impedanz ist, sind die Real- und Imaginärteile separat dargestellt; sie untermauern den niedrigen Gütewert. In Abbildung 5.7b ist sichtbar dass bei 10 MHz, wo die Güte ihr Maximum hat, auch der Realteil beginnt auf bis zu $1,5 \text{ k}\Omega$ ($I_D = 0,5 \text{ mA}$) stark anzusteigen, während der Imaginärteil sich für die einzelnen Arbeitspunkte kaum unterscheidet und einen Wert von $500 \text{ } \Omega$ nicht überschreitet.

5.3.2. Vergleich von Simulations- und Messergebnissen

Ein Vergleich der numerischen und gemessenen Ergebnisse kann mittels der Abbildungen 5.8a und 5.8b angestellt werden, die sich aus der Kombination von Abbildung 4.8 und 5.7 ergeben. Die Werte sind für die Grundsaltung bei den Drainströmen $I_D = 0,5 \text{ mA}$ und 3 mA abgebildet. Der Fall des maximalen Stromes $I_D = 6 \text{ mA}$ ließ sich in der Simulation nicht nachbilden, da durch Änderung der Steuerspannung keine Änderung mehr im Drainstrom stattfand. Aus der Simulation ergeben sich Induktivitätswerte zwischen $8,5 \text{ nH}$ bei $I_D = 3 \text{ mA}$ und $11,5 \text{ nH}$ bei $I_D = 0,5 \text{ mA}$. Diese Werte sind für die realisierte Schaltung verschoben, die bei gleichen Drainströmen geringere Werte für L_{eff} ergibt: $3,9 \text{ nH}$ bei $I_D = 3 \text{ mA}$ und $6,5 \text{ nH}$ bei $I_D = 0,5 \text{ mA}$. Die Größenordnung der erreichten Werte ist gleich, aber die Simulation der Schaltung fand mit idealen passiven Bauelementen statt, sodass vernachlässigte parasitäre Effekte zu einer Beeinflussung des Abstimmbereiches führen. Davon abgesehen ist das Frequenzverhalten ähnlich, nur für $I_D = 0,5 \text{ mA}$ sinkt die Induktivität in der Simulation schneller, als in der Messung. Die Darstellung der \underline{S} -Parameter in Abbildung 5.8b zeigt

5.3. Messergebnisse des Sperrschicht-Feldeffekttransistors

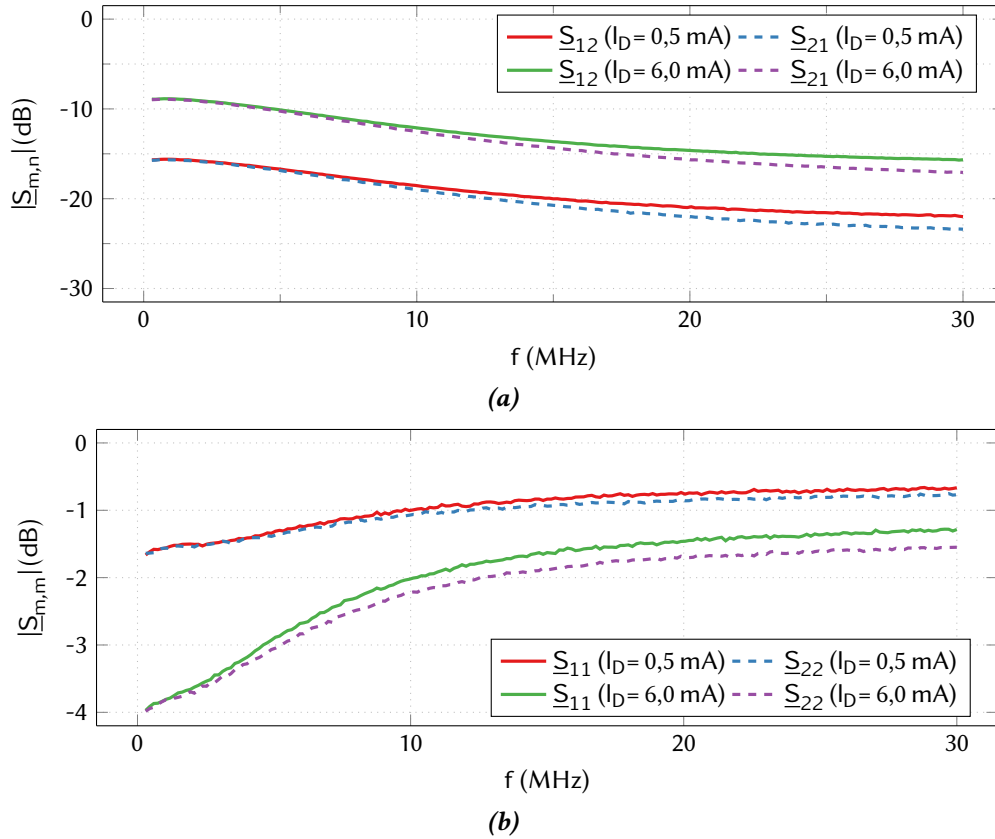


Abbildung 5.6. – Messergebnisse der (a) Transmissionsparameter und (b) Reflexionsparameter bei $I_D = 0,5 \text{ mA}$ und 6 mA für die BF545A-basierte Induktivitätsschaltung bei einer Variation des Drainstroms zwischen $0,5 \text{ mA}$ und 6 mA .

für die Reflexionsparameter Unterschiede im Bereich von 2 dB für die Eingangsreflexion bei $I_D = 3 \text{ mA}$, die anderen Reflexionsparameter haben sehr ähnliche Werte. Bei den Transmissionsparametern sind größere Unterschiede feststellbar. Dort zeigt sich zu höheren Frequenzen hin eine Abweichung, besonders für $I_D = 3 \text{ mA}$ (bis zu 8 dB) aber auch bei $I_D = 0,5 \text{ mA}$ (bis zu 6 dB). Die Berechnung der Induktivität erfolgt aus den Transmissionsparametern, da diese normalerweise die höheren Werte aufweisen. In diesem Fall sind die Reflexionswerte sehr groß, sodass es bei der Bestimmung von L_{eff} zu Abweichungen kommt. Die Ursache der Abweichung, insbesondere für die Transmissionsparameter, lässt sich vermutlich auf die idealen Bauelemente zurückführen, aber die Frequenzabhängigkeit der Abweichung legt auch parasitäre kapazitive Effekte nahe, wie sie durch lange Leitungen über der Massefläche verursacht werden können.

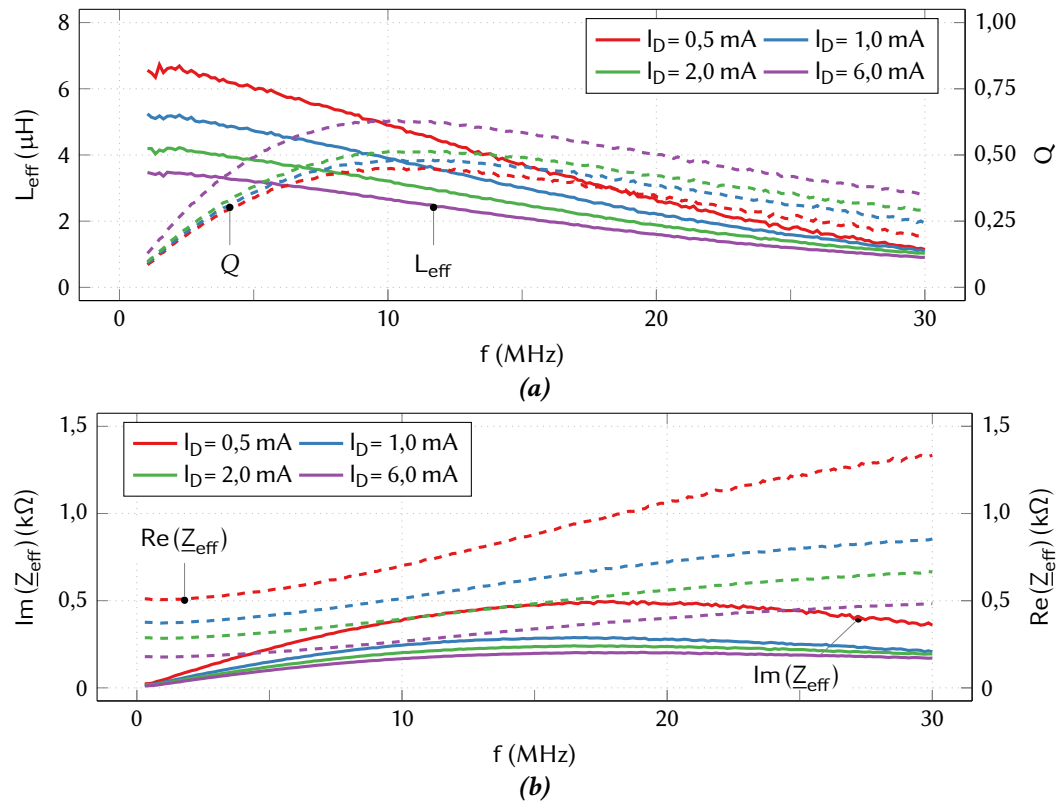


Abbildung 5.7. – Messergebnisse der (a) effektiven Induktivität und Güte sowie des (b) Imaginärteils und Realteils der effektiven Impedanz für die BF545A-basierte Induktivitätsschaltung bei einer Variation des Drainstroms $I_D = 0,5 \text{ mA}$, 1 mA , 2 mA und 6 mA .

5.3. Messergebnisse des Sperrschicht-Feldeffekttransistors

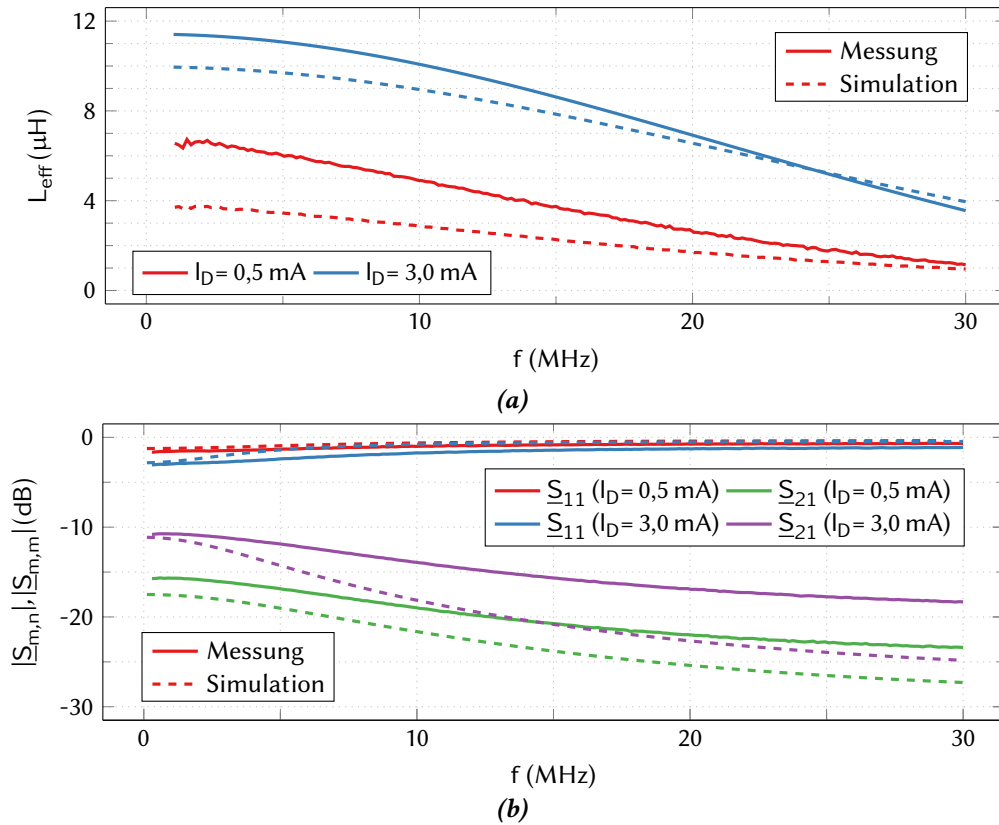


Abbildung 5.8. – Vergleich von Mess- und Simulationsergebnissen für die (a) effektive Induktivität, (b) S -Parameter für die BF545A-basierte Induktivitätsschaltung. Die Werte sind für eine Variation des Drainstroms zwischen $I_D = 0,5 \text{ mA}$ und 3 mA dargestellt.

5.3.3. Erweiterung um die Kompensationsinduktivität im Rückkoppelpfad

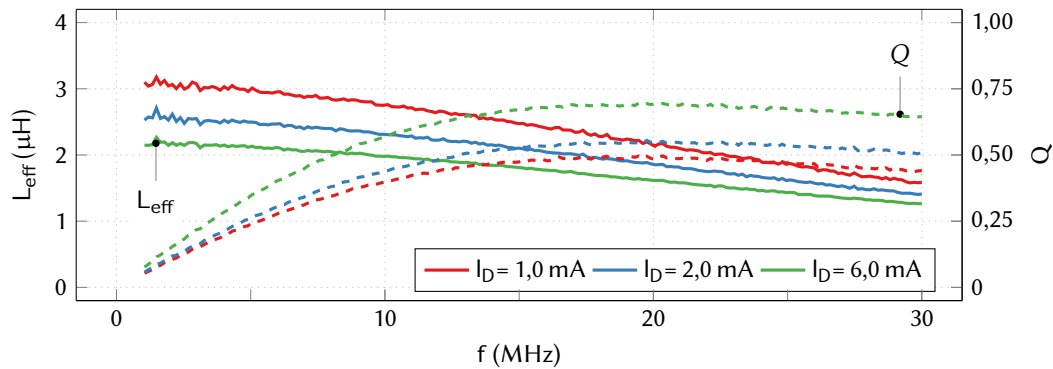


Abbildung 5.9. – Messergebnisse der BF545A-Schaltung mit zusätzlicher Induktivität $L_f = 220 \text{ nH}$ für die Induktivität und Güte bei einer Variation des Drainstroms zwischen 1 mA und 6 mA.

Die Grundschialtung basierend auf dem BF545A, wie sie im vorherigen Kapitel vorgestellt wurde, wird um Induktivitäten im Rückkoppelpfad erweitert, um die Nutzfrequenzen der Schaltung erhöhen. In diesem Kapitel werden die Messergebnisse der Varianten mit einer zusätzlichen Chipinduktivität von $L_f = 220 \text{ nH}$ und 660 nH präsentiert. Ein Vergleich zwischen Ergebnissen aus Abbildung 5.7a mit denen in Abbildung 5.9 zeigt für die blindleistungskompensierte Schaltung das erwartete Verhalten: die Verwendung von L_f reduziert die Neigung des Absinkens für zunehmende Frequenzen und ändert den resultierenden Induktivitätswert. Der Gütewert ändert sich nicht nennenswert, aber er sinkt weniger schnell bei steigenden Frequenzen. Das ist bei Güten kleiner eins noch keine drastische Änderung; wenn dieses Verhalten allerdings auch bei höheren Güten auftritt, hat das den Vorteil, dass die Schaltung nicht nur mit einem schmalbandigen Maximum der Güte wie zuvor in Abbildung 5.7a betrieben werden muss. Die Abstimmbarkeit des Induktivitätswertes nimmt, wie bei unkompensierten Schaltungen, zwar für höhere Frequenzen ab, aber der Abstimmbereich ΔL_{eff} ist bei 20 MHz mit 1,6 bis 2,4 μH absolut gesehen immer noch groß. Die Darstellung von \underline{S} -Parametern und Real- und Imaginärteil für diese Schaltungsvariante ist in Anhang D zu finden. Abbildung 5.11 zeigt die \underline{S} -Parameter der Grundschialtung erweitert um die Induktivität $L_f = 660 \text{ nH}$ für verschiedene Arbeitspunkte, sowie die daraus berechneten Real- und Imaginärteile und die Induktivitäts- und Gütewerte. Die Beträge der \underline{S} -Parameter liegen in den gleichen Bereichen wie bei der Schaltung ohne reaktive Leistungskompensation. Abbildung 5.10a zeigt die Beträge der Reflexionsparameter, die arbeitspunktabhängig zwischen -3,8 dB und -0,8 dB liegen. Abbildung 5.10b zeigt die Beträge

5.3. Messergebnisse des Sperrschicht-Feldeffekttransistors

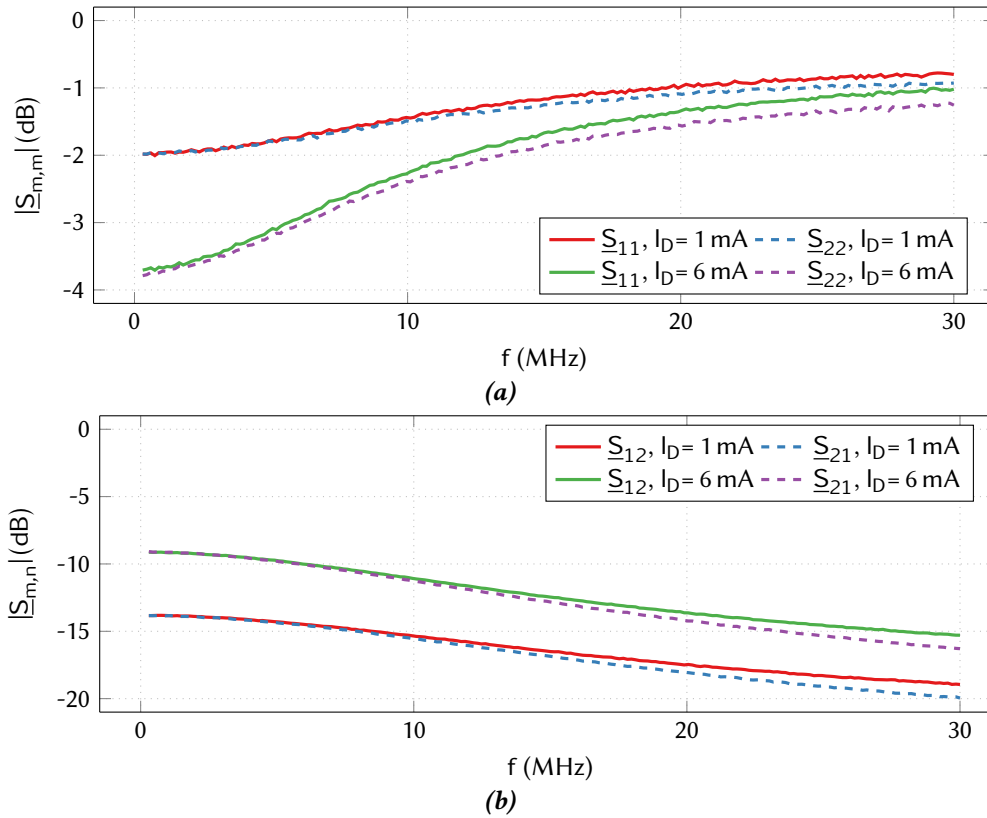


Abbildung 5.10. – Gemessene \underline{S} -Parameter der BF545A-Schaltung mit zusätzlicher Induktivität $L_f = 660 \text{ nH}$ bei Drainströmen von 1 mA und 6 mA .

der Transmissionsparameter, die zwischen -20 dB und -9 dB liegen. Alle Parameter zeigen eine leichte, mit der Frequenz zunehmende Asymmetrie. Bei den Reflexionsparametern wird außerdem wie zuvor eine Arbeitspunktabhängigkeit deutlich. Die in Abbildung 5.11a dargestellten Realteile steigen mit zunehmender Frequenz an und zeigen eine starke Arbeitspunktabhängigkeit. Das steht in starkem Gegensatz zu den Imaginärteilen, bei denen die Änderung des Drainstromes kaum einen Unterschied verursacht. Andererseits steigt der Imaginärteil im Gegensatz zur Schaltung ohne L_f bei jedem Arbeitspunkt mit der Frequenz an. Das führt dazu, dass die Güte dieser Schaltung kein schmalbandiges Maximum hat.

5.3.4. Vergleich von Simulations- und Messergebnissen

In Abbildung 5.12 ist der Vergleich der Simulations- und Messergebnisse für die Induktivitätswerte und die \underline{S} -Parameter abgebildet. Die Auswahl der Drainströme wurde dadurch bedingt, dass $I_D = 3 \text{ mA}$ für diese Schaltungsvariante nicht gemessen wurde und $I_D = 6 \text{ mA}$

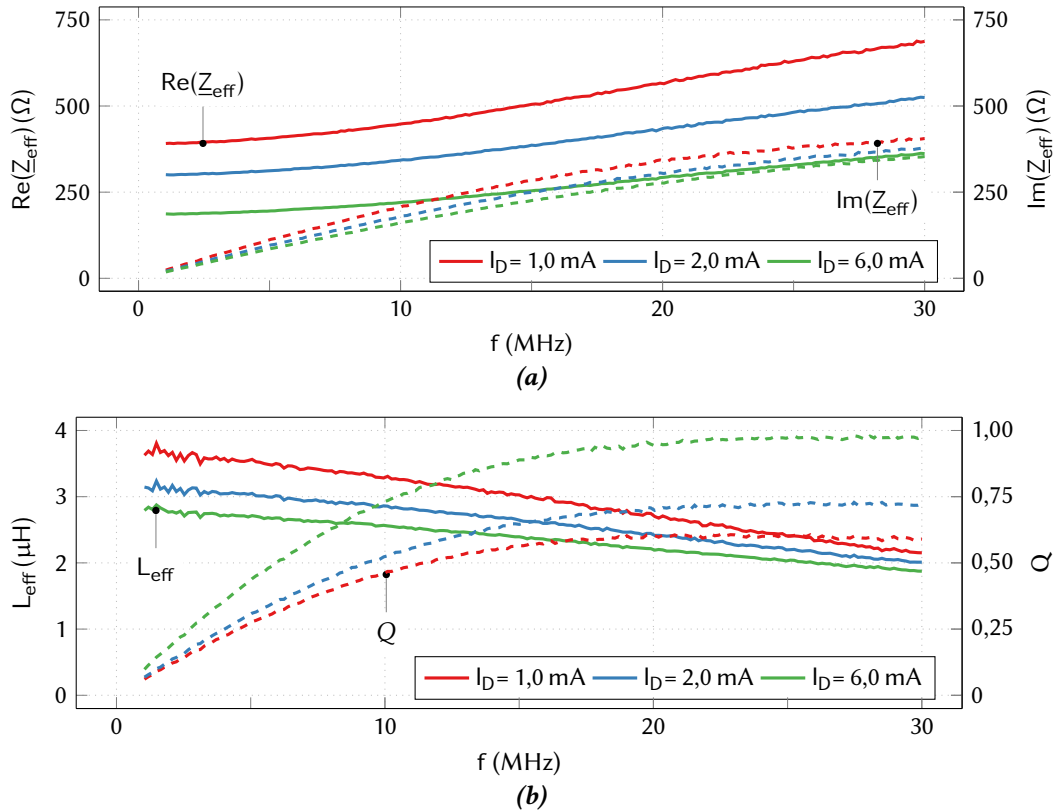


Abbildung 5.11. – Messergebnisse der BF545A-Schaltung mit zusätzlicher Induktivität $L_f = 660 \text{ nH}$ für den Real- und Imaginärteil der effektiven Impedanz sowie der Induktivität und Güte bei variierendem Drainstrom.

zwar gemessen aber nicht simuliert werden konnte, da der Transistor vorher in Sättigung geht. Abbildung 5.12a zeigt eine größere Abweichung, von rund $5 \mu\text{H}$, zwischen Simulation und Messung als sie bei der unkompenzierten Grundschialtung auftritt, wo es etwa $2,5 \mu\text{H}$ Abweichung sind. Wie bei der Grundschialtung auch, nimmt die Diskrepanz mit zunehmender Frequenz ab, genau wie der Unterschied zwischen den jeweiligen Induktivitätswerten, sodass bei 30 MHz nur noch eine Abweichung von $1,5 \mu\text{H}$ besteht. Abbildung 5.12b zeigt zum einen gute Reflexionssymmetrie für beide Arbeitspunkte und ähnliche Differenzen zwischen den jeweiligen Transmissionsfaktoren bei Simulation und Messung. Aus Gründen der Übersichtlichkeit sind für den Vergleich der S -Parameter S_{11} und S_{21} dargestellt, da in der Simulation die Parameter transmissionssymmetrisch sind und sich in Abbildung 5.10b eine Abweichung von kleiner 0,5 dB für die Reflexionsparameter und kleiner 2 dB für die Transmissionsparameter zeigt. Die Abweichung zwischen Simulation und Messung steigt für die Transmissionsfaktoren mit der Frequenz und beträgt bei 5 MHz etwa 3 dB. Bei

5.3. Messergebnisse des Sperrschicht-Feldeffekttransistors

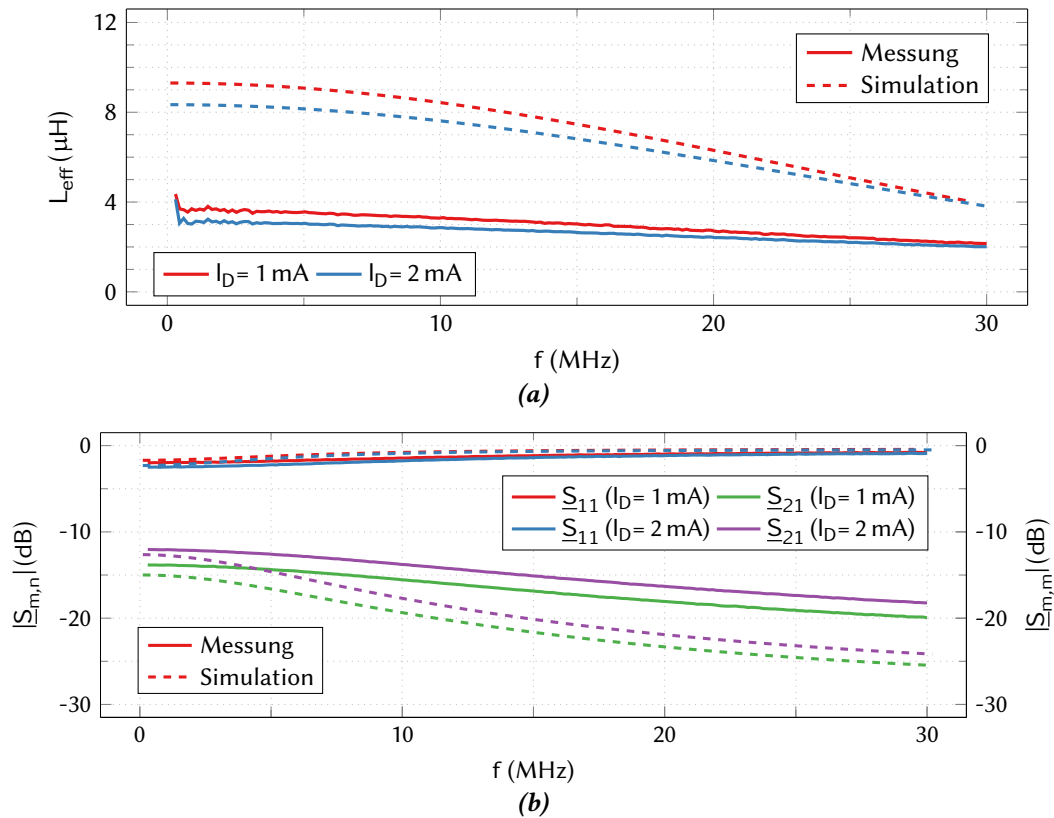


Abbildung 5.12. – Vergleich der Ergebnisse aus Simulation und Messung der BF545A-Schaltung mit Kompensationsinduktivität im Rückkoppelpfad: (a) Induktivität und Güte, (b) \underline{S} -Parameter (0,5 mA und 3 mA).

15 MHz ist die maximale Abweichung für den gemessenen Frequenzbereich erreicht mit 7 dB und ist danach auch bei zunehmender Frequenz gleichbleibend.

5.3.5. Diskussion

Die Induktivitätsschaltung basierend auf dem Sperrschicht Feldeffekttransistor BF545A war eine der ersten Realisierungen. Das Ziel war insbesondere, bestehende Lücken in der Bauelementeauswahl der HF-Schaltungstechnik zu schließen, weshalb symmetrisches Verhalten und hohe Induktivitätswerte verfolgt wurden. Drei Variationen der BF545A-basierten Schaltung wurden vorgestellt: eine Grundsaltung und zwei Schaltungen, bei denen die Grundsaltung um L_f erweitert wurde. Gemessen wurden die \underline{S} -Parameter, aus denen, wie in Kapitel 4.1.1 dargestellt, die Impedanzwerte bestimmt werden, die wiederum die Ableitung von Induktivitäts- und Gütewerte ermöglichen. Die Induktivitätswerte, ebenso wie die Güte, zeigen eine Variation mit der Änderung des Arbeitspunktes. Es können hohe

Tabelle 5.4. – Übersicht der erzielten Ergebnisse für die Beurteilungsparameter ΔL_{eff} , f_{co} , Q und Symmetrie für die Induktivitätsschaltung basierend auf dem JFET BF545A.

R_f	5,1 k Ω	5,1 k Ω	5,1 k Ω
C_f	1 pF	1 pF	1 pF
L_f	-	220 nH	660 nH
ΔL_{eff}	3,4 μ H...6,5 μ H	2 μ H...3 μ H	2,8 μ H...3,6 μ H
f_{co}	5 MHz	15 MHz	15 MHz
Q	< 1	< 1	< 1
Symmetrie	$f < 10$ MHz	$f < 10$ MHz	$f < 20$ MHz

Induktivitätswerte mit der Schaltung erzielt werden und auch ihr Variationsbereich ΔL_{eff} ist mit 3,4 μ H bis 6,5 μ H bei 5 MHz sehr groß. Die Güte ist im Gegensatz dazu für keine der drei Realisierungen größer eins.

Die Schaltungsvariationen zeigen alle ungünstig hohe Werte für ihre Reflexionsparameter und niedrige Werte für die Transmissionsparameter. Abhängig von den Kriterien für symmetrisches Verhalten kann zwischen 1 und 10 MHz für alle vorgestellten Schaltungsvarianten von symmetrischem Verhalten ausgegangen werden. Für einen größeren Wert von L_f , der sich in der Größenordnung von L_{eff} befindet, wäre das induktive Verhalten und der Abstimmbereich zu höheren Frequenzen hin erweiterbar. Die Symmetrie der Schaltungen ist nicht deckungsgleich, aber abhängig von den Ansprüchen kann für alle Schaltungsvarianten im Frequenzbereich kleiner 15 MHz von symmetrischem Verhalten ausgegangen werden. Es ist zu erwarten, dass die Asymmetrie der \underline{S} -Parameter für eine Realisierung als integrierte Schaltung weniger ausgeprägt ist, aufgrund der reduzierten parasitären Effekte, die im diskreten Aufbau vorkommen. Tabelle 5.4 fasst die in diesem Kapitel vorgestellten Messergebnisse zusammen. Die Güte ist für jede der Schaltungsvarianten mit dem BF545A kleiner eins, sodass die Schaltung weiter verbessert werden muss. In einer neuen Umsetzung soll neben der Güteverbesserung eine Erweiterung des nutzbaren Frequenzbereichs verfolgt werden. Der Transistor BF545A hat laut Datenblatt mit $C_{12} = 800$ bis 900 fF den größten Wert der parasitären Kapazität von den in dieser Arbeit vorgestellten Transistoren. Wie in Kapitel 3.1.3 erläutert, ist das neben dem großen Wert von L_{eff} ausschlaggebend für den schnellen Abfall der Induktivität mit steigender Frequenz. Für die folgenden Schaltungen wurden deshalb Transistoren mit geringerem C_{12} ausgewählt.

5.4. Messergebnisse Bipolartransistor 1

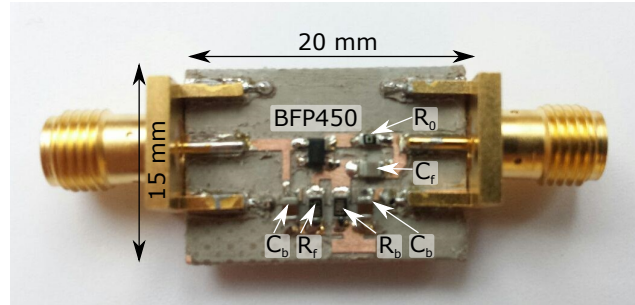


Abbildung 5.13. – Die Induktivitätsschaltung, realisiert basierend auf einem BJT BFP450 mit den Rückkoppelementen R_f und C_f , den Biaselementen R_b und C_b , sowie dem 0Ω -Platzhalter für die spätere Erweiterung um eine Chipinduktivität.

Von dieser Schaltung wurden mehrere Ausführungen aufgebaut, die sich in den Werten ihrer passiven Rückkoppelemente unterscheiden, wie in Tabelle 5.5a dargestellt. Die Anordnung der Bauelemente ist in Abbildung 5.14 dargestellt. In Ergänzung dazu wurden weitere Versionen aufgebaut, die im Emitter-Pfad eine zusätzliche Gegenkopplungsinduktivität L_q beinhalten für die Güteverbesserung, dargestellt in Tabelle 5.5b. In der vorliegenden Arbeit werden die Ergebnisse der Schaltungsvariante 2 mit $R_f = 500\ \Omega$ und $C_f = 10\ \text{pF}$ vorgestellt sowie die Erweiterung der Schaltung um die Induktivität $L_q = 1,5\ \text{nH}$ und $3,3\ \text{nH}$.

Tabelle 5.5. – Übersicht der Elementwerte für (a) die drei Realisierungen der Basis-Induktivitätsschaltung basierend auf dem BJT BFP450 und (b) die Erweiterungen der Schaltung um eine Gegenkopplungsinduktivität L_q im Emitterpfad. Die grau unterlegten Bereiche sind die im Folgenden dargestellten Varianten.

	R_f	C_f
1	1 k Ω	10 pF
2	500 Ω	10 pF
3	500 Ω	5,6 pF

(a)

	R_f	C_f	L_q
2	500 Ω	10 pF	1,5 nH
2	500 Ω	10 pF	1,8 nH
2	500 Ω	10 pF	2,2 nH
2	500 Ω	10 pF	2,7 nH
2	500 Ω	10 pF	3,3 nH
3	500 Ω	5,6 pF	0,75 nH
3	500 Ω	5,6 pF	1,5 nH

(b)

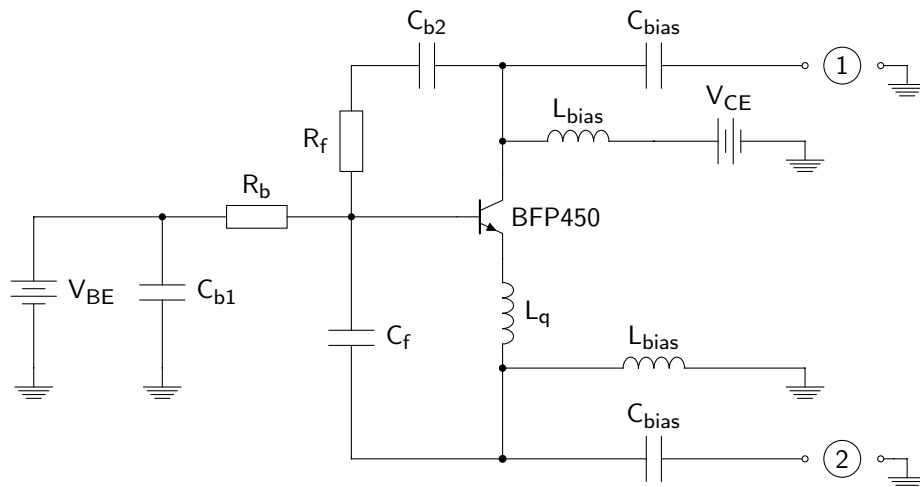


Abbildung 5.14. – Allgemeines Schaltbild der Induktivitätsschaltung basierend auf dem BFP450 und die Anordnung der enthaltenen Schaltungselemente, Spannungsquellen und Tore.

Tabelle 5.6. – Vollständige Liste der Werte der verwendeten Bauelemente für die Realisierung der Schaltung basierend auf dem BJT BFP450, wie in Abbildung 5.13 dargestellt.

Bauelement	R_f	C_f	R_b	C_{b1}	C_{b2}
Größe	500 Ω	10 pF	100 M Ω	100 nF	100 nF

5.4.1. Grundsaltung

Die Schaltung, wie in Abbildung 5.13 dargestellt, wurde mit dem PNA E8316A in einem Frequenzbereich von 50 MHz bis 500 MHz bei einer HF-Leistung von $P = -20$ dBm gemessen. Die resultierenden Beträge der \underline{S} -Parameter sind in Abbildung 5.15 für die Kollektorströme $I_C = 0,5$ mA und 10 mA dargestellt. Besonders auffällig ist, dass die Vorwärts- und Rückwärtstransmissionsparameter sich arbeitspunktabhängig drastisch voneinander unterscheiden. Aus Abbildung 5.15 wird aber auch ersichtlich, dass die Symmetrie der Reflexionsparameter mit steigendem Kollektorstrom abnimmt. Bei der Betrachtung der Reziprozität von \underline{S}_{12} und \underline{S}_{21} fällt für die Messung bei $I_C = 10$ mA eine frequenzabhängige Komponente auf, da die Abweichungen mit steigender Frequenz zunehmen bis sie bei 500 MHz ihren maximalen Abstand von 6 dB erreichen. Für die \underline{S} -Parameter bei kleineren Kollektorströmen ist dieses Verhalten deutlich schwächer ausgeprägt und die Abweichung übersteigt nicht 2 dB. Das bedeutet, dass die Schaltung in deutlich geringeren Grenzen symmetrisch ist, als die vorherige, die auf einem JFET basierte. Mit der Realisierung basierend auf einem BJT sollte geprüft werden, ob die Simulation, die symmetrische Transmissionsparameter

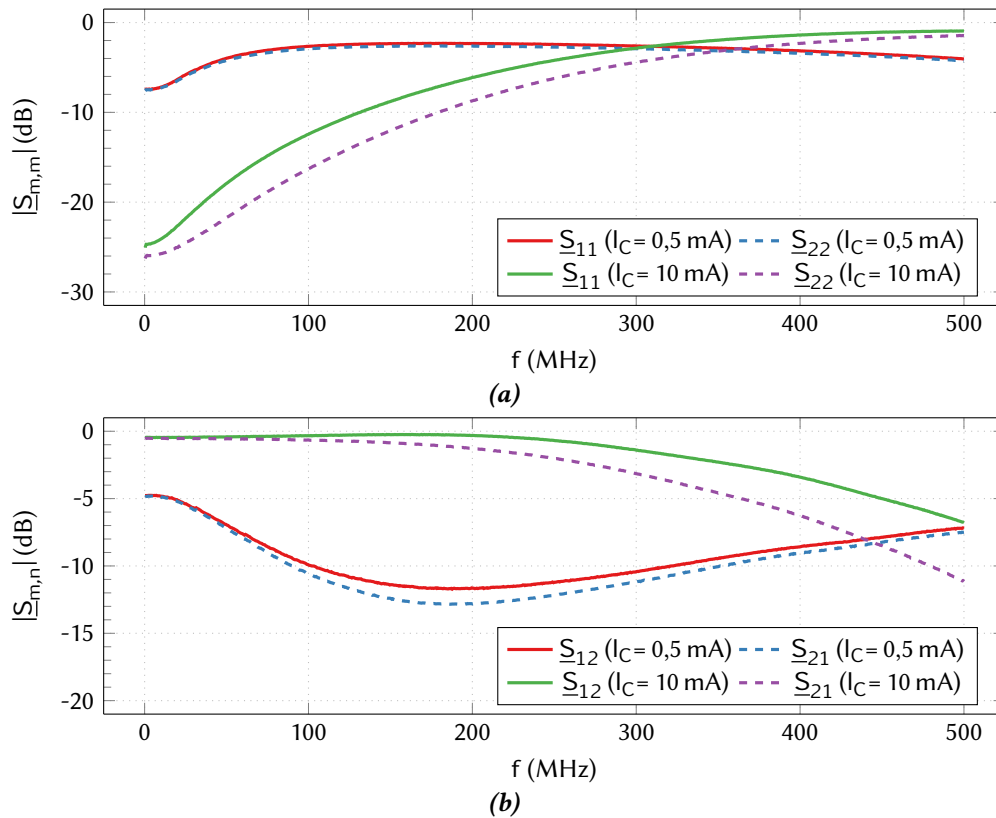


Abbildung 5.15. – Die Symmetrie der (a) Reflexionsparameter und (b) Transmissionsparameter für die BFP450-Induktivitätsschaltung bei Kollektorströmen $I_C = 0,5 \text{ mA}$ und 10 mA .

zeigte, korrekt ist und inwieweit die Transistortechnologie Einfluss auf die erreichbaren Ergebnisse hat. So hat sich zum Beispiel gezeigt, dass durch die höheren Variationsbereiche von g_m bei BJT größere Abstimmbereiche möglich sind. Ein höherer Kollektorstrom führt zu einer deutlichen Verbesserung der Transmissionsleistung. Da die Messung unterhalb von 10 MHz herausfordernd ist, was die Messgeräte angeht, wurde diese Schaltung für einen, absolut betrachtet, kleineren maximalen Induktivitätswert und Abstimmbereich entworfen, um (entsprechend Gleichung (3.23)) eine höhere f_{co} zu erzielen. Das eingeschränkte symmetrische Verhalten der Schaltung hat auch auf die Bestimmung der Induktivitäts- und Gütewerte Einfluss. Da die Transmissionsparameter nicht mehr gleich sind, ist es für diese Schaltung von Relevanz, welcher der \underline{S} -Parameter für die Umrechnung in Impedanzen und Induktivitäten verwendet wurde. In der vorliegenden Arbeit wird die Umrechnung von \underline{S} -Parametern in Impedanzen basierend auf \underline{S}_{21} durchgeführt. Die Abbildung 5.16a zeigt die Induktivität und Güte für die Kollektorströme $I_C = 0,5 \text{ mA}$, $1,5 \text{ mA}$, 3 mA und 10 mA über der Frequenz und die erreichte Erweiterung des nutzbaren Frequenzbereichs von 300 kHz

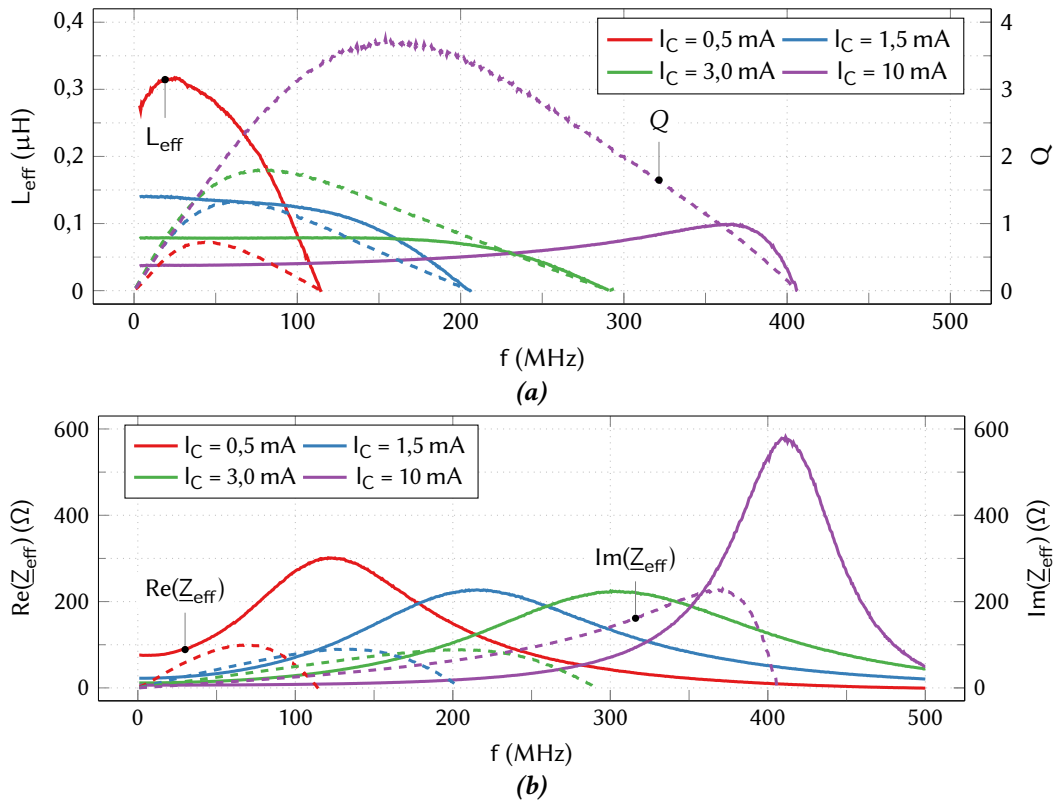


Abbildung 5.16. – Die aus den S -Parametern errechneten Größen (a) Induktivität und Güte und (b) Real- und Imaginärteil der effektiven Impedanz für die BFP450-Induktivitätsschaltung bei Kollektorströmen $I_C = 0,5$ mA, $1,5$ mA, 3 mA und 10 mA.

bis 30 MHz auf 10 MHz bis 300 MHz. Einerseits sind die resultierenden Induktivitätswerte für diese Schaltung kleiner gewählt und ermöglichen so bereits einen größeren, nutzbaren Frequenzbereich, andererseits wird dieser Effekt auch durch den geringeren Wert der transistorinternen parasitären Kapazität C_{12} mitverursacht. Der Abfall der Induktivitätswerte bei steigenden Frequenzen ist bei dieser Schaltung anders als bei der JFET-basierten Schaltung: die Induktivitätswerte sinken bei dieser Schaltung nicht bei allen Arbeitspunkten von Beginn an ab und je größer der Kollektorstrom ist, desto breiter ist der Frequenzbereich über dem ein konstanter Induktivitätswert für einen festen Arbeitspunkt erreicht werden kann. Die Güte dieser Schaltung ist noch immer klein, aber für Kollektorströme größer als 1,5 mA größer als eins. Wie zuvor bildet sich auch bei diesen Gütewerten ein frequenzabhängiges Maximum aus. Die Untersuchung der ohmschen und reaktiven Anteile von Z_{eff} ist in Abbildung 5.16b dargestellt. Dort wird deutlich, dass der resistive Anteil frequenzabhängig ist und Maxima aufweist. Für einen Kollektorstrom von 10 mA steigt der Realteil auf über

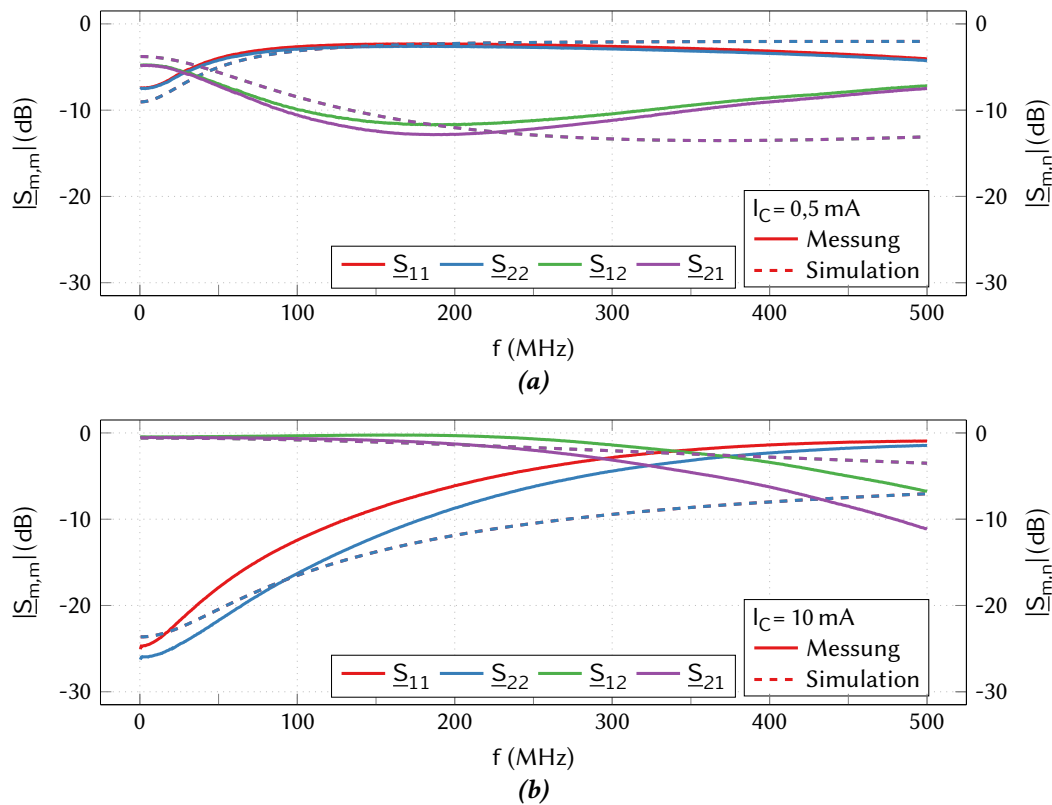


Abbildung 5.17. – Vergleich von Simulations- und Messergebnissen für die \underline{S} -Parameter bei (a) $I_C = 0,5 \text{ mA}$ und (b) $I_C = 10 \text{ mA}$ für die BFP450 Grundsaltung.

500 Ω . Die Imaginärteile steigen mit einem maximal erreichten Wert von 250 Ω ($I_C = 10 \text{ mA}$) für keinen der Kollektorströme höher als der geringste Wert des Realteils ($I_C = 3 \text{ mA}$). Die Imaginärteile sinken mit steigender Frequenz und setzen sich mit negativen Werten fort. Da diese einem kapazitiven Verhalten entsprechen und die Schaltung sich nicht mehr induktiv verhält, wird das als Ende des Nutzungsbereichs betrachtet und hier nicht in den negativen Bereich dargestellt. Die Frequenz bei der die Imaginärteile negativ werden, korrelieren mit der Frequenz des Absinkens des dazugehörigen Induktivitätswertes.

5.4.2. Vergleich von Simulations- und Messergebnissen

Abbildung 5.17 stellt den Vergleich zwischen den gemessenen und simulierten \underline{S} -Parametern dar. Sie sind unterschieden in die Ergebnisse bei $I_C = 0,5 \text{ mA}$ (5.17a) und $I_C = 10 \text{ mA}$ (5.17b). Bei der Betrachtung der Simulationsergebnisse (gestrichelte Linien) fällt auf, dass jeweils zwei Graphen übereinander liegen und die Simulation ein symmetrisches Verhalten erwarten lässt. Die Abweichung zwischen Vorwärts- und Rückwärtstransmission beträgt im Maxi-

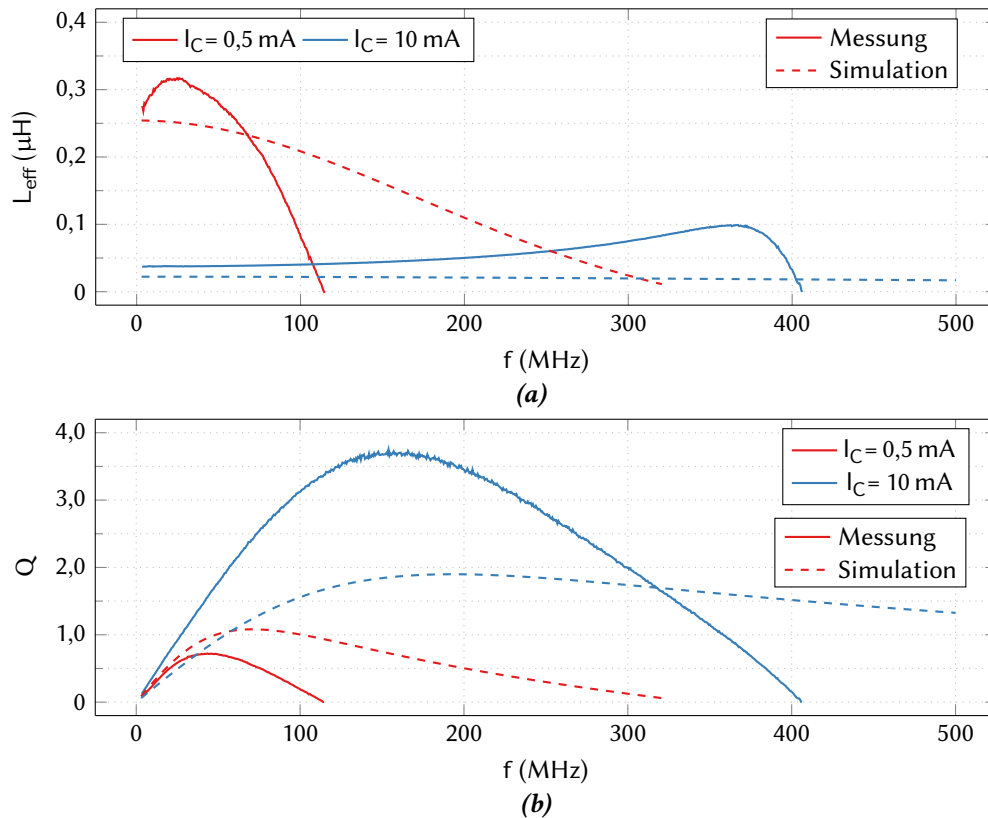


Abbildung 5.18. – Vergleich von Simulations- und Messergebnissen für die (a) Induktivität und (b) Güte für die BFP450 Grundsaltung.

um 3 dB bei einer Frequenz von 500 MHz und für die Reflexionsparameter bei 100 MHz. Für geringere Kollektorströme ist die Abweichung noch geringer und nicht größer als 2 dB. Im Allgemeinen ist die Abweichung von den Messergebnissen von den Simulationsergebnissen vernachlässigbar für Frequenzen kleiner 250 MHz, mit Ausnahme der Reflexionsparameter bei $I_C = 10 \text{ mA}$, wo die Abweichung ab 100 MHz ansteigt und bei 500 MHz eine Diskrepanz von 7 dB zwischen den Parametern aufweist. In Abbildung 5.18 sind die Vergleiche von Simulations- und Messergebnissen für die Induktivitäts- und Gütewerte dargestellt. Die einzige der vier Größen bei der Simulation und Messung ähnliche Ergebnisse zeigen, ist die Induktivität bei $I_C = 10 \text{ mA}$, bei der bis 250 MHz nur geringe Abweichungen auftreten. Die anderen Parameter unterscheiden sich stark. Wie bereits in Abbildung 5.16 deutlich wurde, sind der Abfall der Induktivität, der Güte und des Imaginärteils eng miteinander verknüpft. Die früheren Darstellungen von ähnlichen Steuerströmen, z.B. 1 mA und 2 mA, wurde deutlich, dass geringste Änderungen der S -Parameter große Abweichungen in den aus ihnen berechneten Größen (Real- und Imaginärteil, Induktivität, Güte) zur Folge haben.

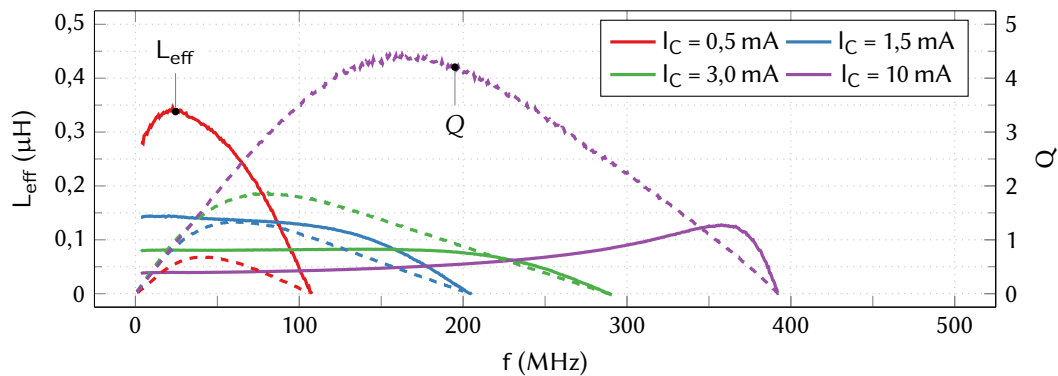


Abbildung 5.19. – Messergebnisse der (a) Induktivität und (b) Güte bei Erweiterung der BFP450 Grundschiung um eine Induktivität $L_q = 1,5 \text{ nH}$ im Emittterpfad. Die zusätzliche Induktivität verbessert die Gütewerte um eins für den höchsten Kollektorstrom.

5.4.3. Erweiterung um die Kompensationsinduktivität im Emittterpfad

Die Schaltung wird als Prinzipbeweis um eine zusätzliche Chipinduktivität im Emittterpfad erweitert. Die Schaltung wird beibehalten und die Induktivität $L_q = 1,5 \text{ nH}$ wird anstelle des Platzhalters R_0 eingesetzt, um bei dem Vergleich Variationen aufgrund von Bauteiltoleranzen auszuschließen. Für $L_q = 1,5 \text{ nH}$ zeigen sich in Abbildung 5.19 vernachlässigbare Änderungen der effektiven Induktivität und nur eine geringe Verbesserung der Güte. Wird der Wert der zusätzlichen Induktivität jedoch größer dimensioniert, um die Güte weiter zu verbessern, kann das bis zur Instabilität der Schaltung führen, sodass eine umsichtige Dimensionierung erfolgen muss. Wird die Schaltung mit einer Chipinduktivität des Wertes $L_q = 3,3 \text{ nH}$ ergänzt statt mit $L_q = 1,5 \text{ nH}$ kann dieser Resonanzeffekt beobachtet werden. Abbildung 5.20 zeigt die resultierenden Induktivitäts- und Gütewerte für die Schaltung mit $L_q = 3,3 \text{ nH}$ für alle gemessenen Kollektorströme. Bei der Induktivität wird deutlich, dass die Induktivität dieser Schaltung weniger steil mit steigender Frequenz absinkt, als bei der Realisierung der Grundschiung, aber ab $I_C = 10 \text{ mA}$ wird vor dem Absinken der Induktivität auch ein Überschwingen deutlich. Das äußert sich auch in der Darstellung der Güte, in der Resonanzeffekte sichtbar werden für Kollektorströme größer als 3 mA . Für den Kollektorstrom $I_C = 5 \text{ mA}$ ergeben sich Gütewerte von 375 (@120 MHz) und 460 (@420 MHz). Für $I_C = 10 \text{ mA}$ ergibt sich außerhalb der Achsenskalen ein Wert von 11000. Um eine bessere Darstellung geeigneter Skalierung zu ermöglichen, zeigen die Abbildungen 5.21a und 5.21b Induktivität und Gütewerte noch einmal für ausgewählte Ströme. Zu diesen Werten sind im nächsten Abschnitt auch die S -Parameter für den Vergleich zwischen Simulations- und Messergebnissen dargestellt. Abbildung 5.21a zeigt, dass der Hauptanteil der Abstimmbarkeit der Induktivität durch niedrige Kollektorströme verursacht wird. Bezüglich dieses

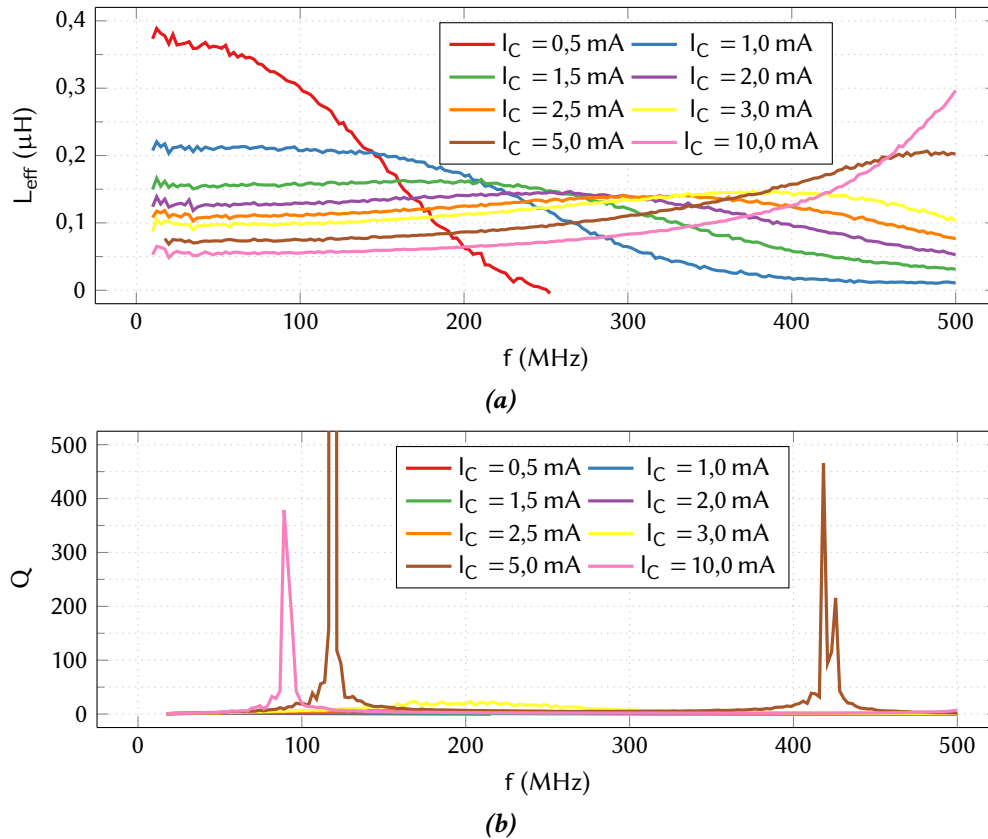


Abbildung 5.20. – (a) und (b) Darstellung aller gemessenen Induktivitäts- und Gütewerte für die Erweiterung der BFP450 Grundsaltung um eine größere Induktivität $L_q = 3,3 \text{ nH}$ im Emitterpfad. Der größere Wert der Chipinduktivität führt bei geringen Kollektorströmen zu einer Verbesserung der Gütewerte und bei hohen Strömen zu der Ausbildung von Resonanzeffekten.

Parameters entsteht also kein Nachteil aus der Einschränkung des Steuerstroms, um Resonanzeffekte zu vermeiden. In Abbildung 5.21b sind die Gütewerte nur für $I_C = 0,5 \text{ mA}$, $1,5 \text{ mA}$, $2,5 \text{ mA}$ und 3 mA dargestellt und es wird deutlich, dass die $0,5 \text{ mA}$ Differenz zwischen $2,5 \text{ mA}$ und 3 mA für die Variation der Induktivität kaum Bedeutung haben, aber für die Güte einen großen Unterschied verursachen. Die Gütewerte reichen von 2 ($I_C = 0,5 \text{ mA}$) bis 20 ($I_C = 3 \text{ mA}$).

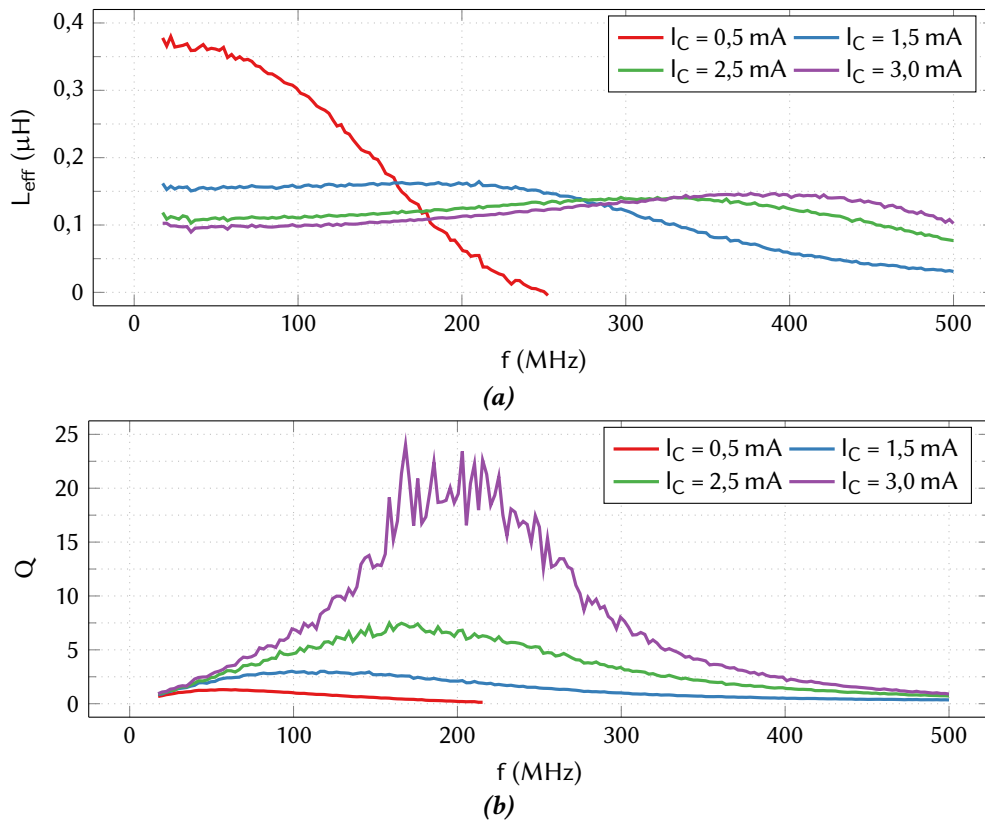


Abbildung 5.21. – Darstellung der Induktivitäts- und Gütewerte für die Erweiterung der BFP450 Grundsaltung um $L_q = 3,3 \text{ nH}$ im Emittterpfad. Der größere Wert der Chipinduktivität führt bei geringen Kollektorströmen zu einer Verbesserung der Gütewerte und bei hohen Strömen zu der Ausbildung von Resonanzeffekten. In (a) und (b) sind die Ergebnisse nur für die Kollektorströme dargestellt, die keine Resonanzeffekte zeigen.

5.4.4. Vergleich von Simulations- und Messergebnissen

Die Simulations- und Messergebnissen werden verglichen für die Induktivitätsschaltung basierend auf dem BFP450 und erweitert um eine Induktivität L_q . Der Vergleich ist für die Induktivität und Güte bei $I_C = 0,5 \text{ mA}$ und 3 mA in Abbildung 5.22 dargestellt. Für den Induktivitätswert bei niedrigen Frequenzen und $I_C = 0,5 \text{ mA}$ wird ein um 150 nH höherer Induktivitätswert gemessen, als die Simulation erwarten ließ. Dafür sinkt die Induktivität auch mit steigender Frequenz schneller als in der Simulation. Bei $I_C = 3 \text{ mA}$ ist die Abweichung weniger stark ausgeprägt, was wenig überraschend ist. Die gleichen Abweichungen, zum Beispiel bei der Einstellung des Kollektorstroms, haben bei geringeren Kollektorströmen einen größeren Einfluss auf den Induktivitätswert als bei höheren Kollektorströmen, da die analytischen Rechnungen bereits gezeigt haben, dass I_C und L_{eff} nicht linear skalieren.

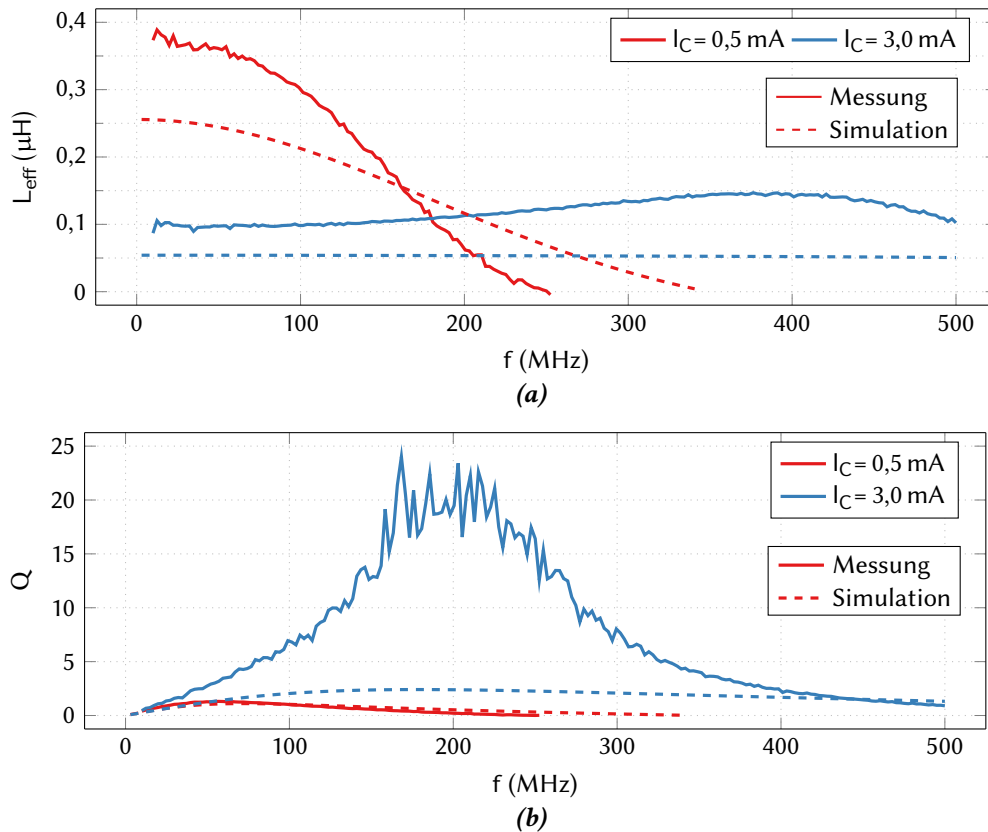


Abbildung 5.22. – Vergleich von Simulations- und Messergebnissen für die (a) Induktivität und (b) Güte für die BFP450 Schaltung erweitert um eine Induktivität im Emitterpfad $I_Q = 3.3 \text{ nH}$.

Starke Abweichungen zwischen simulierten und gemessenen Ergebnissen sind bei der Güte ebenfalls vorhanden. Dort weicht die gemessene Güte bei 3 mA mit Werten um 20 im Frequenzbereich zwischen 150 MHz und 250 MHz stärker von der Simulation ab, welche Werte zwischen 2 und 3 erwarten ließ. Für Kollektorströme größer 3 mA wurde bereits in Abbildung 5.20b deutlich, dass sich Resonanzeffekte ausbilden, deren Anfänge auch in Abbildung 5.22 zu sehen sind. Die Simulation hat jedoch dieses Verhalten nicht erwarten lassen. Neben den unerwartet hohen Gütewerten ist besonders bemerkenswert, dass der Vergleich der \underline{S} -Parameter bessere Resultate liefert als bei den Ergebnissen der Grundsaltung. Zwar wurden dort $I_C = 0.5 \text{ mA}$ und 10 mA verglichen, aber die Abweichung zwischen Simulation und Messung war bei 10 mA gravierend, wohingegen in der erweiterten Schaltung bei 3 mA ein gemessener Parameter nahezu deckungsgleich ist zu den Simulationsergebnissen: bei Abbildung 5.23a sind sowohl \underline{S}_{11} wie auch \underline{S}_{22} zur Simulation und in Abbildung 5.23b sind es jeweils \underline{S}_{11} und \underline{S}_{21} .

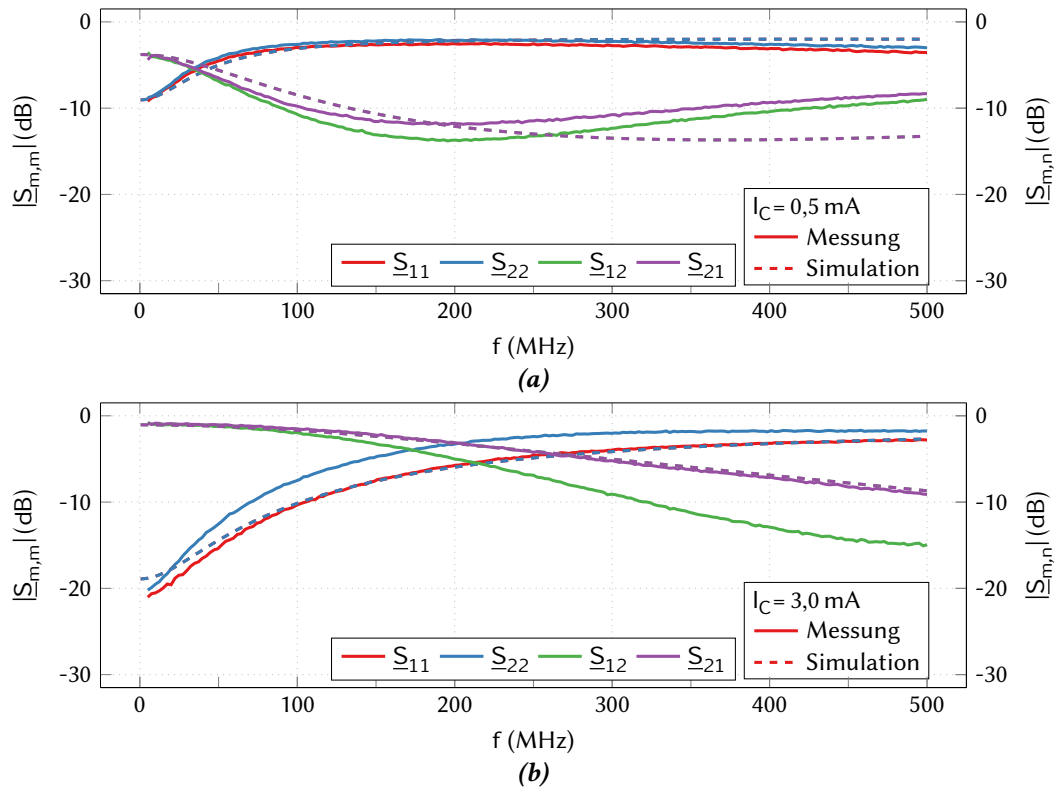


Abbildung 5.23. – Vergleich von Simulations- und Messergebnissen für die S -Parameter bei (a) $I_C = 0,5 \text{ mA}$ und (b) $I_C = 3 \text{ mA}$ für die um eine Induktivität im Emitterpfad $L_q = 3,3 \text{ nH}$ erweiterte Schaltung.

5.4.5. Diskussion

Die Schaltungen basierend auf dem BFP450 hatten einerseits zum Ziel, eine zu dem JFET analoge Realisierung in Bipolartechnologie aufzubauen und andererseits, die Schaltung für einen höheren Frequenzbereich nutzbar zu machen. Dafür wurde die Dimensionierung der Rückkoppelemente R_f und C_f (zusätzlich zu dem anderen Transistor) so geändert, dass die Werte für die effektive Induktivität L_{eff} kleiner im Vergleich zu den BF545A-Schaltungsvarianten sind. Der Parameter, der den stärksten Einfluss auf den niedrigen Imaginärteil, aber ansteigenden Realteil hat, ist die Rückkoppelkapazität C_{12} , die parallel zum Rückkoppelwiderstand R_f liegt. Die Elemente R_f und C_{12} bilden so gemeinsam mit C_f und C_{in} Spannungsteiler, die sich rein ohmisch bei Gleichstrom und niedrigen Frequenzen verhalten. Anstelle der zuvor ausschlaggebenden R_f und R_{in} tragen die Kapazitäten mit zunehmender Frequenz vermehrt zu Z_{eff} bei. So wird ein frequenzabhängiger Realteil verursacht, der steiler als der reaktive Anteil von Z_{eff} über der Frequenz ansteigt und zu

Tabelle 5.7. – Übersicht der erzielten Ergebnisse für die Beurteilungsparameter ΔL_{eff} , f_{co} , Q und Symmetrie für die Induktivitätsschaltung basierend auf dem BJT BFP450. Aufgrund des veränderten Frequenzverhaltens der Induktivität im Vergleich zur JFET-basierten Schaltung, werden zwei Abstimm- und Frequenzbereiche angegeben.

R_f	500 Ω	500 Ω	500 Ω
C_f	10 pF	10 pF	10 pF
L_q	–	1,5 nH	3,3 nH
$\Delta L_{\text{eff},1}$	40 ... 320 nH (@ 25 MHz)	40 ... 340 nH (@ 25 MHz)	110 ... 370 nH (10 ... 50 MHz)
$\Delta L_{\text{eff},2}$	40 ... 135 nH (10 ... 120 MHz)	40 ... 140 nH (10 ... 100 MHz)	110 ... 210 nH (10 ... 140 MHz)
$f_{\text{co},L1}$	25 MHz	25 MHz	50 MHz
$f_{\text{co},L2}$	120 MHz	100 MHz	140 MHz
Q	0,6 ... 3,6	0,6 ... 4,5	0,6 ... 20
Symmetrie	nein	nein	nein

niedrigen Gütefaktoren führt. Die Tabelle 5.7 zeigt zusammenfassend die erreichten Werte für die in diesem Kapitel vorgestellten Schaltungen basierend auf dem BFP450. Abhängig von den Frequenzen, für die die Variation der Induktivität erreicht werden soll, reicht der Abstimbereich bei 25 MHz ($f_{\text{co},L1}$) von 40 nH bis 320 nH ($\Delta L_{\text{eff},1}$) und für einen Frequenzbereich von 10 MHz bis 140 MHz ($f_{\text{co},L2}$) von 110 nH bis 210 nH ($\Delta L_{\text{eff},2}$). Obwohl der Fokus bei diesen Schaltungsvarianten nicht primär auf einer Verbesserung der Güte lag, konnte bei allen Realisierungen mindestens eine Verdoppelung im Vergleich zur vorherigen Umsetzung erreicht werden. Da der maximale Abstimbereich der effektiven Induktivität bei niedrigen Frequenzen vorliegt, muss ein Kompromiss zwischen hohen Gütewerten (hoher Kollektorstrom) und großem Abstimbereich (maximaler Induktivitätswert bei kleinem Kollektorstrom) gefunden werden. Keine der mit einem BJT aufgebauten Schaltungen zeigen symmetrisches Verhalten. Das bedeutet zum einen eine Limitierung in den Anwendungen, aber es ergibt sich andererseits auch die Frage, aus welchem der vier S -Parameter die Induktivität bestimmt werden soll. Die Berechnungen (4.9) und (4.15) wenden die Messergebnisse auf das Modell eines symmetrischen Zweitors an, das nur eine Impedanz in Serie enthält. Ist diese Bedingung für das reale Zweitor nicht erfüllt und es ergeben sich unterschiedliche Verhalten je nach Transmissionsrichtung, führen die Umrechnungen zu unterschiedlichen Werten für die effektive Induktivität. Es kann aus folgenden Optionen gewählt werden:

1. Anpassen der Rechnungen.

2. Rechnung gilt lediglich für den Bereich in dem die Schaltung symmetrisch ist.
3. Begründete Entscheidung für einen Parameter zur Berechnung von L_{eff} .

Der erste Ansatz ist nicht praktikabel, da die Rechnungen für ein reines Serienelement gilt. Das müsste für eine komplexere Schaltung sowie für jede darauffolgende Adaption der Schaltung neu angepasst werden. Auch die zweite Variante ist nicht zielführend, da es bedeutet, dass nur der Frequenzbereich zu betrachten ist, in dem die Schaltung durch eine Serienimpedanz angenähert werden kann. Die Ergebnisse der BFP450 Messung lassen erwarten, dass das für Bipolartransistoren im Allgemeinen keine Symmetrie zu erwarten ist. In der vorliegenden Arbeit wurde deshalb die dritte Lösung gewählt. Wenn die Zielanwendung keine bidirektionale Anwendung ist, sollte der Transmissionsparameter der entsprechende Übertragungsrichtung verwendet werden. Es kann davon ausgegangen werden, dass für die Transmissionsparameter die größeren Werte vorliegen und sie deshalb weniger störanfällig sind.

5.5. Messergebnisse Bipolartransistor 2

Auch für die AT32032-basierte Schaltung wurden mehrere Varianten aufgebaut und gemessen. An dieser Stelle werden drei Vergleiche von Messungen dargestellt. Die Ergebnisse sind in chronologischer Reihenfolge dargestellt: zunächst wird ein Vergleich der Ergebnisse mit und ohne rückseitige Metallisierung angestellt. Anschließend werden Simulations- und Messergebnisse für den Einfluss einer reaktiven Leistungskompensation verglichen. Danach folgt die Gegenüberstellung von Schaltungen mit den bisherigen und mit reduzierten Abmaßen. Abschließend wird der Einfluss der Messrichtung auf die Messergebnisse untersucht.

Tabelle 5.8. – Vollständige Liste der Werte der verwendeten Bauelemente für die Realisierung der Schaltung basierend auf dem BJT AT32032.

Bauelement	R_f	C_f	R_b	C_{b1}	C_{b2}
Größe	500 Ω	1 pF	1 M Ω	100 nF	1 μ F

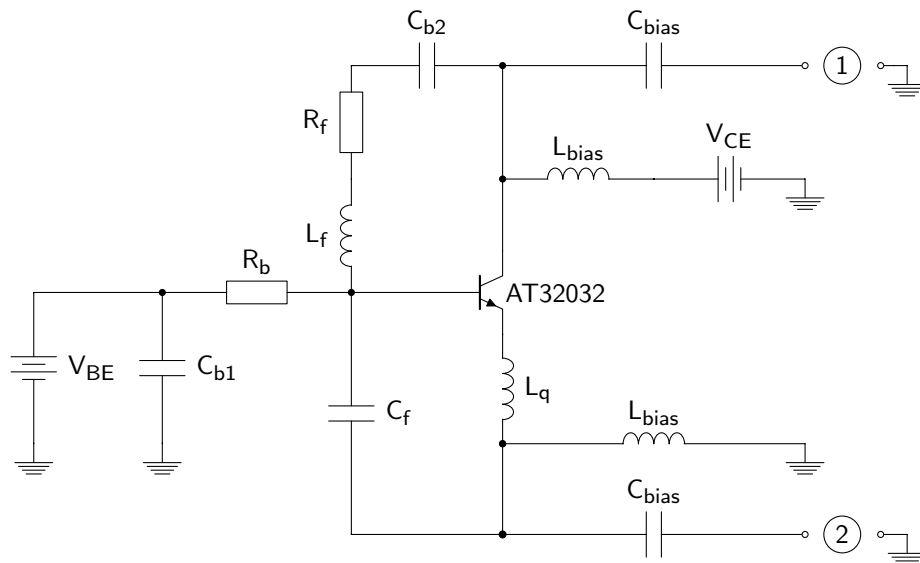


Abbildung 5.24. – Allgemeines Schaltbild der Induktivitätsschaltung basierend auf dem BJT AT32032 und die Anordnung der enthaltenen Schaltungselemente, Spannungsquellen und Tore.

5.5.1. Einfluss der Rückseitenmetallisierung

Für die Induktivitätsschaltung basierend auf dem BJT AT32032 und für die angestrebte effektive Induktivität hat sich bereits in den numerischen Untersuchungen gezeigt, dass die Schaltung auch bei hohen Frequenzen induktives Verhalten zeigt. Das ist auf den geringen C_{12} -Wert zurück zu führen. Um den Einfluss parasitärer Effekte weiter zu reduzieren, wird eine alternative Schaltung ohne rückseitige Massefläche aufgebaut. Aus der Leitungstheorie und dem Schaltungsentwurf der HF-Technik ist bekannt, dass sich zwischen gedruckter Leitung, Dielektrikum und Massefläche ein kapazitiver Effekt ausbildet. Durch Reduzierung der Kapazität nach Masse wird im Gegenzug der Einfluss der parasitären Induktivität durch lange Zuleitungen im Verhältnis größer. Dieser Einfluss soll durch eine Reduzierung der Abmaße der Schaltung im Weiteren ebenfalls reduziert werden und wird in Kapitel 5.5.4 detaillierter untersucht. Es wird untersucht, ob so resonante Effekte reduziert werden, die durch die Ausbildung eines Parallelschwingkreises aus induktiven und kapazitiven parasitären Effekten entstehen. Das Konzept der Induktivitätsschaltung selbst ist massefrei beziehungsweise schwimmend. Der Massebezug in den Realisierungen kommt durch den Messaufbau zustande, wie in Abbildung 5.25a dargestellt. Der Weg von den Masse-Außenleitern der SMA-Konnektoren über die HF-Kabel bis zum Netzwerkanalysator ist sehr lang und induktiv und verursacht eine Phasendrehung. Diese Phasendrehung sollte durch die anfängliche Kalibrierung nicht relevant sein, aber ohne genaue Kenntnis der Schaltung

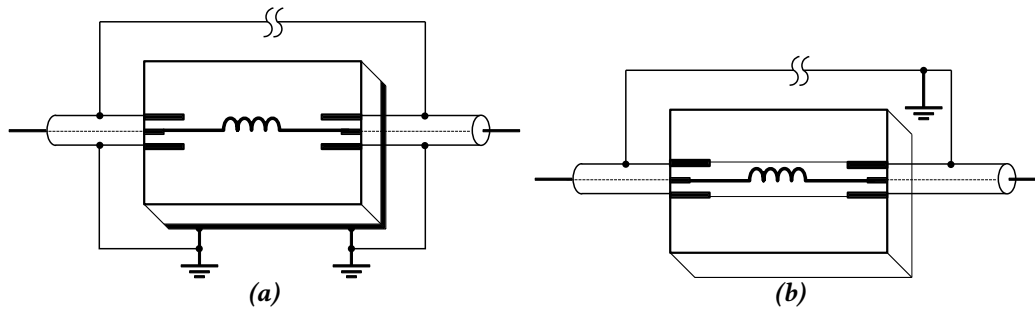


Abbildung 5.25. – Schema des Platinenaufbaus für (a) die rückseitige Massefläche der Schaltung und (b) der Verbindung der Masseflächen auf der Vorderseite.

im Inneren des NWA ist nicht sicher, dass beide HF-Kabel das gleiche Massepotenzial haben. Deshalb müssen die beiden SMA-Konnektoren an der Platine miteinander verbunden sein. Bisher wurde die Verbindung der Massen durch die Rückseitenmetallisierung realisiert. Das ist im Nachfolgenden, wie in Abbildung 5.25b, durch Streifenleitungen auf der Oberseite der Platine gelöst. Damit einher geht der Vorteil eines einseitigen Platinenaufbaus, der die Fertigung vereinfacht, sowie eine Reduzierung der Streuverluste zwischen der Rückseitenmetallisierung und den Metallisierungsflächen (Streifenleiter, Lötflächen) auf der Oberseite. Beide Schaltungen wurden mit Blockkapazitäten $C_b = 1 \mu\text{F}$ realisiert. Die Messung wurde bei einer IF-Bandbreite von 35 kHz, einer HF-Leistung von -17 dBm und in einem Frequenzbereich von 10 MHz bis 5 GHz durchgeführt. Dargestellt sind die Messungen zwischen 50 MHz und 1 GHz. In Abbildung 5.26 sind die Beträge der S -Parameter vergleichend für die Schaltung mit und ohne Rückseitenmetallisierung für die Kollektorströme $I_C = 0,1 \text{ mA}$ und 3 mA dargestellt. Die durchgezogenen Linien zeigen die Messergebnisse der Schaltung mit rückseitiger Massefläche und die gestrichelten Linien die der Schaltung mit Masseverbindung auf der Oberseite. Das grundlegende Verhalten beider Schaltungen ist nicht symmetrisch. Zusätzlich wird deutlich, dass bei kleineren Kollektorströmen, dargestellt in Abb. 5.26a, die Reflexion sehr groß ist und die Transmission gering. Für die S -Parameter bei höheren Kollektorströmen, dargestellt in Abb. 5.26b, kehrt sich dieses Verhalten in das Gegenteil und die Schaltung hat hohe Transmissionswerte und geringe Reflexionswerte. Der Unterschied zwischen den beiden Schaltungsvariationen äußert sich hauptsächlich in den Reflexionsparametern bei $I_C = 3 \text{ mA}$ in Abb. 5.26b und den Transmissionsparametern bei $I_C = 0,1 \text{ mA}$ in Abb. 5.26a. In diesen Darstellungen wird jedoch deutlich, dass die Reflexion der Schaltung ohne Rückseitenmetallisierung bei $I_C = 3 \text{ mA}$ für einen breiten Frequenzbereich etwa 5 dB höher ist. Die Transmission bei $I_C = 0,1 \text{ mA}$ ist bei niedrigen Frequenzen schlechter, als bei der Schaltung mit Rückseitenmetallisierung, nimmt aber bei

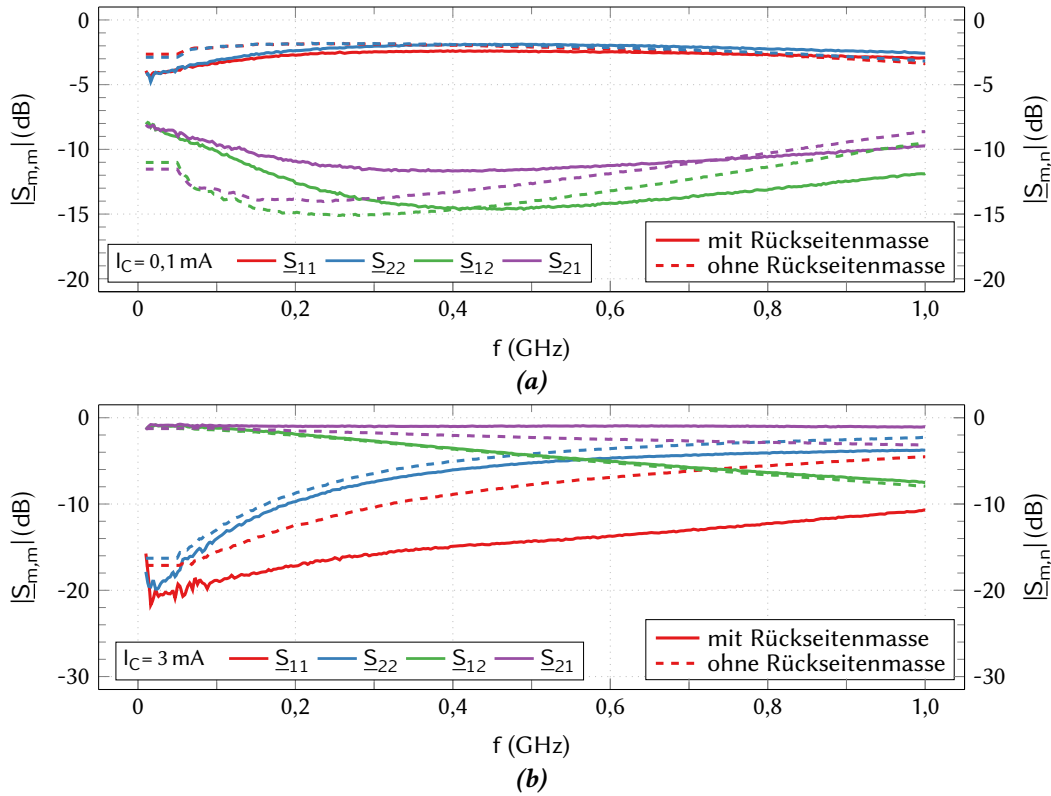


Abbildung 5.26. – Gemessene Streuparameter der Induktivitätsschaltung mit dem BJT AT320320 für rückseitige Massefläche (durchgezogene Linie) und ohne rückseitige Massefläche (gestrichelte Linie) für zwei Kollektorströme: (a) $I_C = 0,1 \text{ mA}$ und (b) $I_C = 3,0 \text{ mA}$.

Frequenzen größer als 350 MHz zu. Die Transmission bei $I_C = 3 \text{ mA}$ zeigt für die Schaltung ohne Rückseitenmetallisierung eine mit zunehmender Frequenz steigende Differenz von maximal 3 dB. Basierend auf Gleichung (4.15) werden aus den in Abb. 5.26 dargestellten Werten komplexe Impedanzen bestimmt. Diese wiederum ermöglichen die Rückschlüsse auf Induktivität und Güte. In Abbildung 5.27 werden die Induktivität und Güte der beiden verschiedenen Aufbauten grafisch dargestellt. Die Induktivität bei $I_C = 0,1 \text{ mA}$ hat bei niedrigen Frequenzen im Mittel den Wert $L_{\text{eff}} = 140 \text{ nH}$, fluktuiert aber und kann deshalb stabil erst ab Frequenzen größer als 200 MHz verwendet werden. Für eine Frequenz von 500 MHz ergibt sich ein Abstimmbereich ΔL_{eff} zwischen 30 und 70 nH. Auch bei der Schaltung ohne Rückseitenmetallisierung unterliegt der Induktivitätswert bei $I_C = 0,1 \text{ mA}$ Schwankungen bei niedrigen Frequenzen. Die Unterschiede im Aufbau führen bei dieser Induktivität außerdem zu einem schnelleren Absinken des Induktivitätswertes über der Frequenz. Die anderen Induktivitätswerte sind von der Änderung der Masseanordnung nicht betroffen. Dafür wird ein Unterschied bei den Güten deutlich: in Abbildung 5.27b sind Resonanzeffekte sicht-

bar, die für die Güte zu Spitzen führen. Die Werte sind 1700 (@790 MHz) bei $I_C = 0,5 \text{ mA}$, 5000 (@500 MHz) bei $I_C = 3 \text{ mA}$ und 1000 (@280 MHz) bei $I_C = 10 \text{ mA}$. Diese Spitzen werden für die Realisierung ohne rückseitige Massefläche zu höheren Frequenzen hin verschoben. Um die Ursache der Resonanzeffekte in den Güten näher zu betrachten, werden auch die Real- und Imaginärteile der effektiven Impedanz dargestellt. Die Werte des Imaginärteils variieren für die Schaltung mit rückseitiger Massefläche von 100Ω bis 250Ω und für die Schaltung mit oberseitiger Massefläche von 150Ω bis 230Ω . In Abbildung 5.28 ist für den Imaginärteil bei $I_C = 0,1 \text{ mA}$ auch der Abfall bei zunehmender Frequenz sichtbar, der für den Abfall des Induktivitätswertes in Abbildung 5.27 verantwortlich ist. Der Realteil der effektiven Impedanz reicht im betrachteten Frequenzbereich für die Schaltung mit rückseitiger Massefläche von -130Ω bis 250Ω und für die Schaltung ohne rückseitige Masse von -100Ω bis 400Ω . In den Darstellungen des Realteils wird die Ursache der Spitzen in den Güteverläufen deutlich. In Abbildung 5.28a haben die Realteile bei $I_C = 0,5 \text{ mA}$, 1 mA und 3 mA Nulldurchgänge, die mit den Gütespitzen bei 250 MHz, 500 MHz und 750 MHz korrelieren. In Abbildung 5.28b verschiebt sich der Effekt zu höheren Frequenzen und betrifft die Realteile bei $I_C = 1 \text{ mA}$ und 3 mA , die ihre Nulldurchgänge bei 350 MHz und 680 MHz haben. Negative Realteile sind ein Indiz für eine mögliche Instabilität. Aufgrund der Rückkopplungen im Aufbau der Induktivitätsschaltung ist das ein relevanter Aspekt, der weiter untersucht werden soll. Eine Betrachtung des Realteils allein ist nicht hilfreich. In den bisherigen Auswertungen der Messergebnisse hat sich bereits gezeigt, dass die aus den gemessenen \underline{S} -Parametern umgerechneten Größen Induktivität, Güte, Real- und Imaginärteil nur unter Vorbehalt gelten. Bei unsymmetrischen Schaltungen ergeben sich aus den Überlegungen in Kapitel 4.1.1 vier verschiedene Gleichungen zur Berechnung der effektiven Impedanz. Unter Zuhilfenahme des k-Faktors, oder Rollet-Kriterium, soll geklärt werden, ob tatsächlich eine Möglichkeit der Instabilität besteht. Ein negativer Realteil bedeutet nicht zwingend eine Oszillation, sondern dass mit Nichterfüllens dieses Stabilitätskriteriums bei bestimmten Lasten die Möglichkeit einer Oszillation besteht. Der k-Faktor ist eine etablierte Beurteilungsgröße, der basierend auf den tatsächlich gemessenen \underline{S} -Parametern, eine Aussage ermöglicht, ob ein lineares Zweitor am Ausgang negative Widerstände für eine beliebige Beschaltung zeigen kann. Die ersten Bedingungen sind:

$$|\underline{S}_{11}| < 1, \quad (5.1)$$

$$|\underline{S}_{22}| < 1 \quad \text{und} \quad (5.2)$$

$$\Delta < 1. \quad (5.3)$$

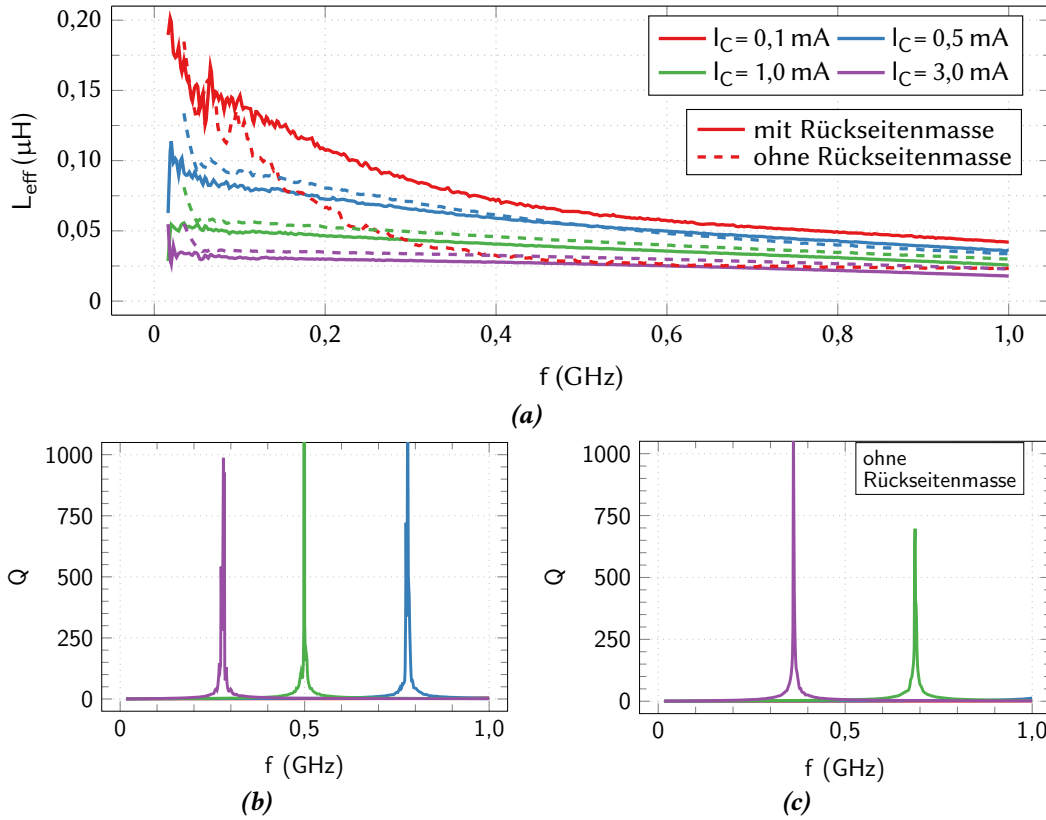


Abbildung 5.27. – Aus den Messdaten bestimmte Werte für die Induktivität und Güte der Schaltung basierend auf dem BJT AT320320 mit und ohne Rückseitenmetallisierung für die Kollektorströme $I_C = 0,1 \text{ mA}$, $0,5 \text{ mA}$, 1 mA und 3 mA .

Sie werden mit der Berechnung des k-Faktors verifiziert [82]:

$$k = \frac{1 - |\underline{S}_{11}|^2 - |\underline{S}_{22}|^2 + \Delta}{2|\underline{S}_{12}\underline{S}_{21}|} \quad (5.4)$$

$$\text{mit } \Delta = |\underline{S}_{11}\underline{S}_{22} - v_{12}\underline{S}_{21}|^2. \quad (5.5)$$

Ist der Wert des k-Faktors größer als eins wird von Stabilität ausgegangen. Das Rollet-Kriterium ist kein Stabilitätstest, sondern ein Stabilitätskriterium, basierend auf der Analyse negativer Widerstände. Der k-Faktor beschreibt, ob die Schaltung für eine Last anfangen kann, zu schwingen (bedingte Stabilität) oder ob das ausgeschlossen ist (unbedingte Stabilität). Der k-Faktor ist bei der Schaltung mit rückseitiger Massefläche für alle Kollektorströme über einen begrenzten Frequenzbereich kleiner eins, und bei $I_C = 3 \text{ mA}$ sogar fast über den gesamten betrachteten Frequenzbereich, wie in Abbildung 5.29a zu sehen ist. Für die Schal-

5.5. Messergebnisse Bipolartransistor 2

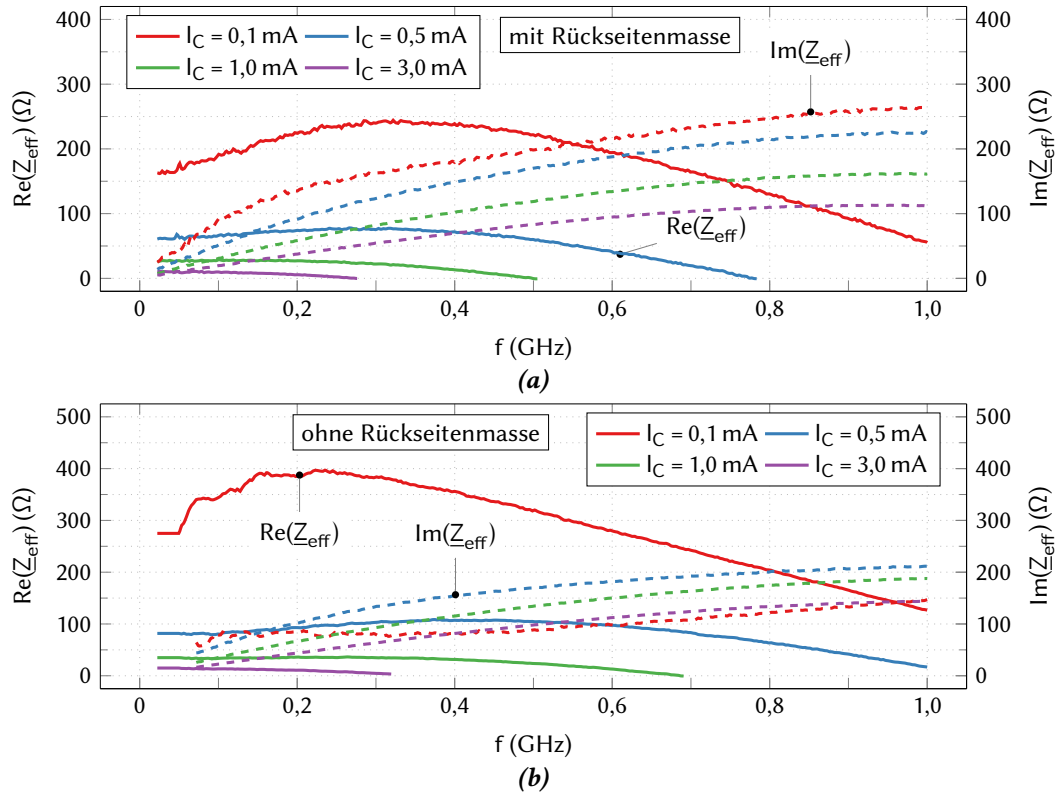


Abbildung 5.28. – Aus den Messdaten bestimmte Werte für Real- und Imaginärteil der Schaltung basierend auf dem BJT AT320320 (a) mit und (b) ohne Rückseitenmetallisierung für die Kollektorströme $I_C = 0,1 \text{ mA}$, $0,5 \text{ mA}$, 1 mA und 3 mA .

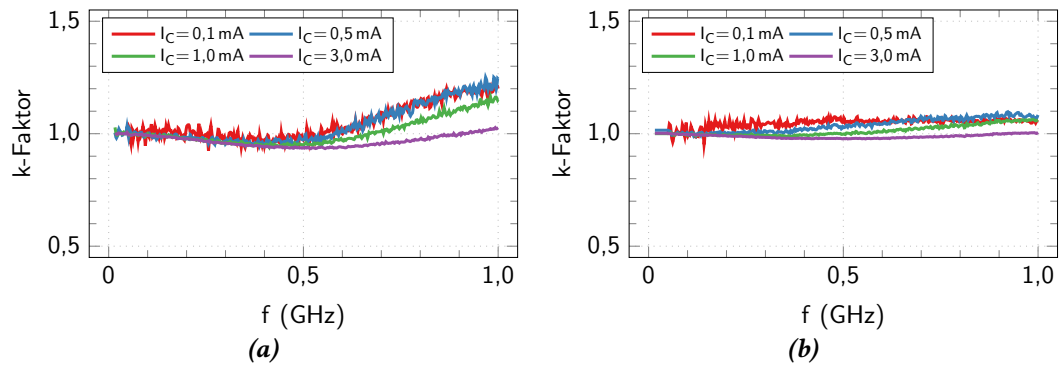


Abbildung 5.29. – Aus den gemessenen Streuparametern bestimmte k -Faktoren für die Schaltung basierend auf dem BJT AT32032 bei (a) rückseitiger Massefläche und (b) ohne rückseitige Massefläche für eine Variation des Kollektorstroms von $I_C = 0,1$ bis 3 mA .

tung ohne Rückseitenmetallisierung wird eine Verbesserung sichtbar und nur die Messung bei $I_C = 3 \text{ mA}$ zeigt einen k-Faktor kleiner eins. Das zeigt, dass die negativen Widerstände in der Abbildung 5.28b, bis auf $I_C = 3 \text{ mA}$, aus der Umrechnung resultieren, aber keine physikalischen Ursachen haben. Die Berechnung der Impedanz aus den gemessenen \underline{S} -Parametern liefert demnach nur qualitative Erkenntnisse zu der Größenordnung der Induktivität und Güte. Im Zweifelsfall müssen zusätzliche Beurteilungsmethoden herangezogen werden.

5.5.2. Erweiterung um die Kompensationsinduktivität im Rückkoppelpfad

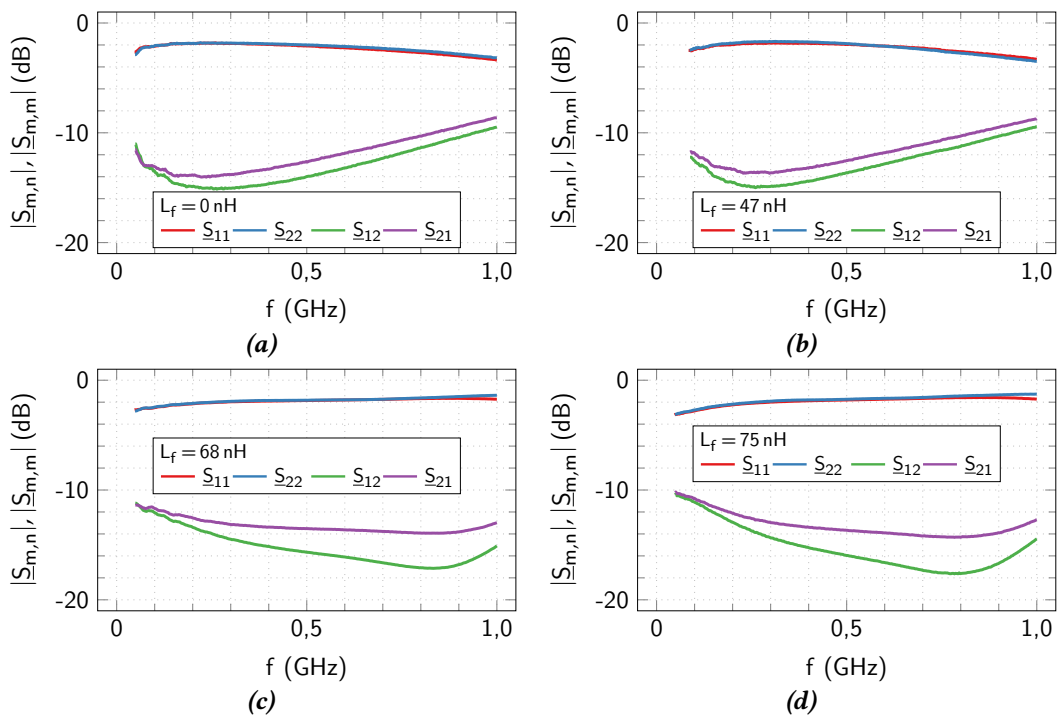


Abbildung 5.30. – Gemessene Streuparameter für die Schaltung basierend auf dem BJT AT320320 bei einem Kollektorstrom von $I_C = 0,5 \text{ mA}$ bei (a) keiner Kompensationsinduktivität L_f , und für (b), (c) und (d) mit der Kompensationsinduktivität für die Werte $L_f = 47 \text{ nH}$, 68 nH und 75 nH .

Im Folgenden sind die Messergebnisse von Schaltungen mit und ohne reaktive Leistungskompensation, wie in Kapitel 3.1.4 beschrieben, vorgestellt. In Abbildung 5.30 sind die \underline{S} -Parameter der Schaltungen (ohne rückseitige Massefläche) bei einem Kollektorstrom $I_C = 0,5 \text{ mA}$ und die reaktiven Leistungskompensationen mit $L_f = 0 \text{ nH}$ (Abb. 5.30a), 47 nH (Abb. 5.30b), 68 nH (Abb. 5.30c) und 75 nH (Abb. 5.30d) dargestellt. Verwendet wurden Chipinduktivitäten von Coilcraft für $L_f = 47 \text{ nH}$ (0805CS-470-XMBC), und von Murata für

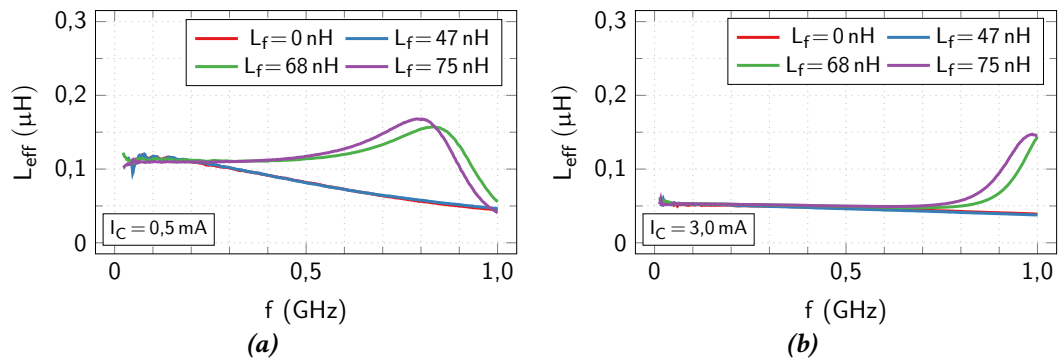


Abbildung 5.31. – Vergleich der aus den Streuparametern gewonnenen Induktivitätswerte bei Kollektorströmen von (a) $I_C = 0,1 \text{ mA}$ und (b) $I_C = 3,0 \text{ mA}$ für die verschiedenen Größen der Kompensationsinduktivitäten von $L_f = 0 \text{ nH}$, 47 nH , 68 nH und 75 nH .

$L_f = 68 \text{ nH}$ und 75 nH (LQW18AN68NJ00 und LQW18AN75NJ00). Alle Schaltungen wurden mit Blockkapazitäten von $C_b = 1 \mu\text{F}$ realisiert, bei maximal -17 dBm gemessen und bei einer IF-Bandbreite von 35 kHz . Die Reflexionswerte sind für die jeweiligen Schaltungen nahezu deckungsgleich und reichen von -4 dB bis -1 dB . Die Transmissionswerte hingegen zeigen ohne Kompensation eine über einen breiten Frequenzbereich konstante Differenz von 2 dB . Mit steigendem Wert von L_f nimmt diese Differenz zu, was bedeutet, dass die Verwendung von L_f Einfluss auf die Symmetrieeigenschaften der Schaltung hat. Bei einer vergleichenden Darstellung der Induktivitätswerte für die Kompensationsvarianten, wie in Abbildung 5.31, zeigt sich, dass der Unterschied zwischen $L_f = 0 \text{ nH}$ und 47 nH vernachlässigbar ist. Die Induktivität bei $L_f = 75 \text{ nH}$ zeigt ein stärkeres Überschwingen als bei $L_f = 68 \text{ nH}$, sodass von den vorliegenden drei kompensierten Varianten $L_f = 68 \text{ nH}$ das beste Frequenzverhalten und die höchste f_{co} hat. Deshalb werden im Folgenden die Messergebnisse der Schaltungen mit $L_f = 0 \text{ nH}$ und 68 nH genauer dargestellt. In Abbildung 5.32 sind auf der linken Seite die Ergebnisse für die Schaltung ohne Kompensation dargestellt und auf der rechten Seite die mit der zusätzlichen Induktivität. Im direkten Vergleich wird der Einfluss der Kompensationsinduktivitäten auf die resultierende effektive Induktivität besonders bei den größeren L_{eff} , basierend auf geringen I_C , deutlich. Mit ihrem unmittelbaren Abfall bei steigender Frequenz begrenzen sie den nutzbaren Frequenzbereich nach unten. Der Induktivitätsbereich ohne Kompensation reicht von 55 nH bis 180 nH ; der nutzbare Bereich liegt aber nur zwischen 50 MHz und 100 MHz . Lässt man die Induktivität bei $I_C = 0,1 \text{ mA}$ außen vor und berücksichtigt nur $I_C = 0,5 \text{ mA}$, 1 mA und 3 mA , reduziert sich ΔL_{eff} auf einen Abstimmbereich von 55 nH bis 115 nH , aber der Frequenzbereich in dem diese Abstimmbarkeit möglich ist, vergrößert sich auf 50 MHz bis 250 MHz . Die Induktivitäten basierend auf höheren Kollektorströmen bleiben für den betrachteten Frequenzbereich von 50 MHz bis 1 GHz

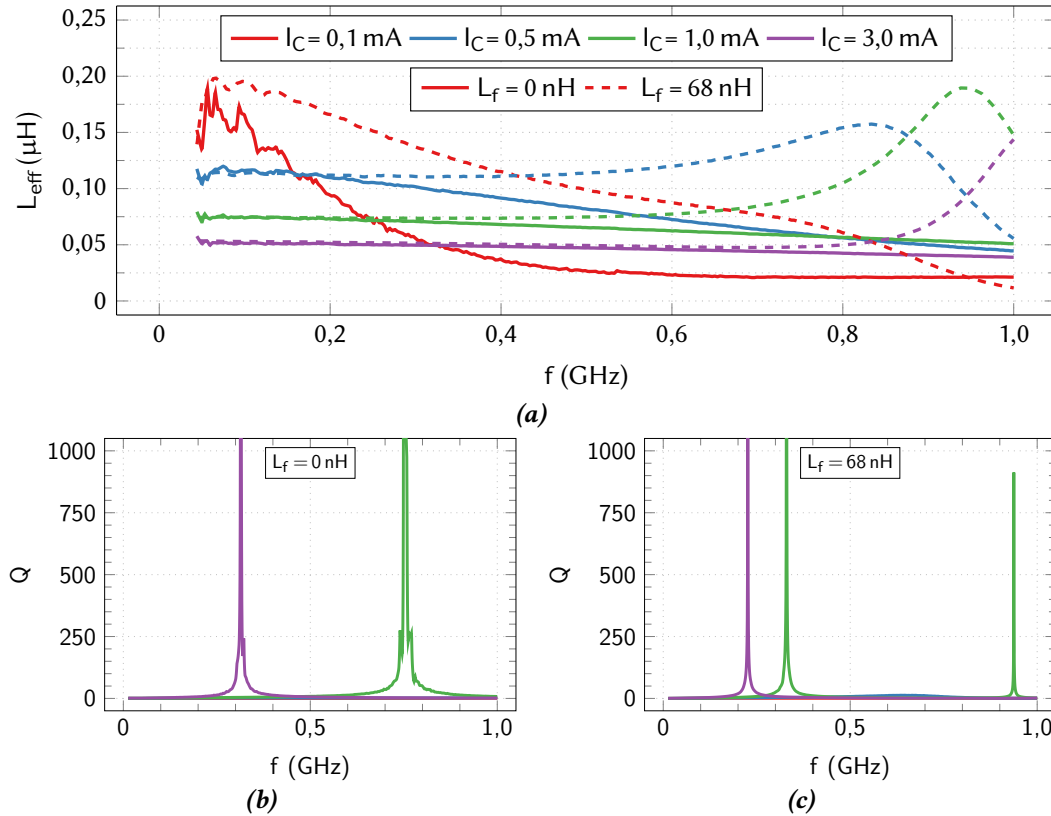


Abbildung 5.32. – Aus den Messdaten bestimmte Werte für die Induktivität und Güte der Schaltung basierend auf dem BJT AT320320 mit und ohne Kompensationsinduktivität L_f für die Kollektorströme $I_C = 0,1 \text{ mA}$, $0,5 \text{ mA}$, 1 mA und 3 mA .

nahezu konstant. Die mit $L_f = 68 \text{ nH}$ kompensierte Schaltung zeigt bei großen L_{eff} -Werten einen langsameren Abfall, aber bei den niedrigeren ein Überspringen vor dem Abfall der Induktivität. Das Ergebnis ist ein breiterer Frequenzbereich in dem die Abstimmbarkeit über einen geringeren Bereich ΔL_{eff} vorliegt, und ein reduzierten Frequenzbereich für einen größeren Bereich ΔL_{eff} , da das Überspringen auch bei den niedrigen I_C die Grenzfrequenz f_{co} beschränkt. Der Vergleich der Güte in Abbildung 5.32b und 5.32c zeigt bei Verwendung eines kompensierenden L_f ein Verschieben der Resonanzspitzen zu niedrigeren Frequenzen hin: bei der unkompensierten Schaltung ergeben sich Spitzen in der Güte von 8500 (@310 MHz) bei $I_C = 0,1 \text{ mA}$ und von 50000 (@750 MHz) bei $I_C = 1 \text{ mA}$ Kollektorstrom. Bei der kompensierten Schaltung liegt mit 3 mA der Güte bei 1700 (@220 MHz) und für 1 mA bei 7500 (@330 MHz) und 900 (@940 MHz). Das spiegelt sich auch im Real- und Imaginärteil wieder, die in Abbildung 5.33 dargestellt sind: der Imaginärteil (gestrichelte Linie) bei $I_C = 0,1 \text{ mA}$ liegt ohne Kompensation bei etwa 100Ω und

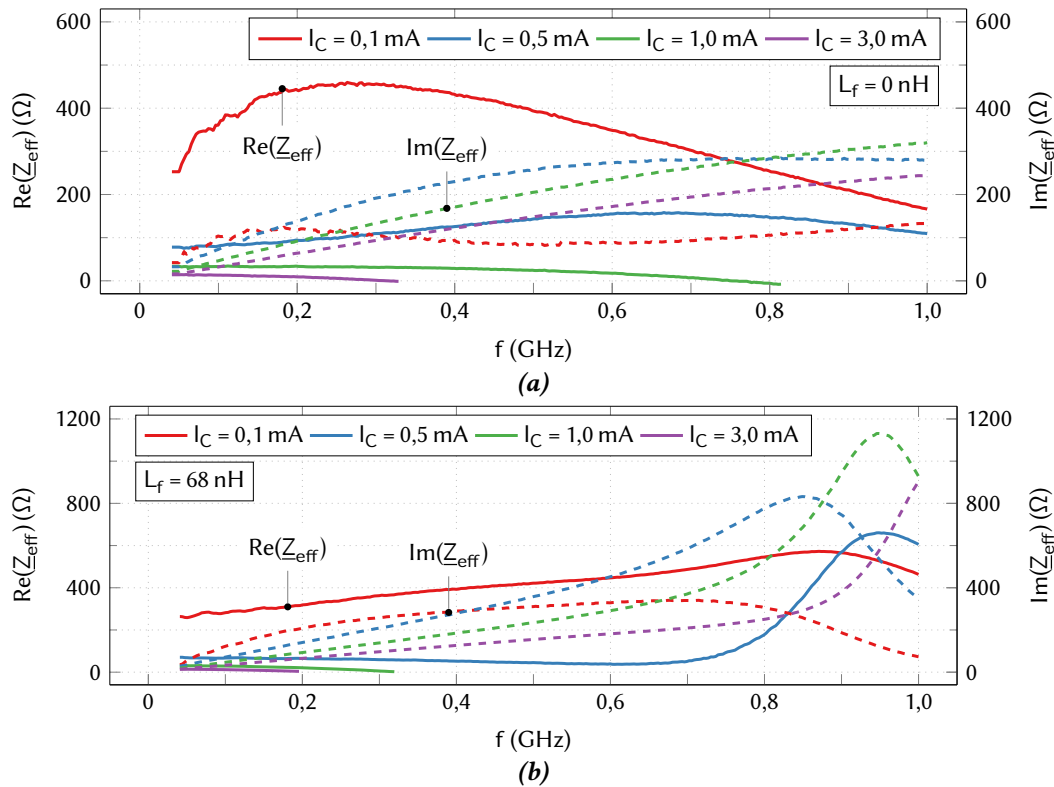


Abbildung 5.33. – Aus den Messdaten bestimmte Werte für Real- und Imaginärteil der Schaltung basierend auf dem BJT AT320320 mit und ohne Kompensationsinduktivität L_f für die Kollektorströme $I_C = 0,1$ mA, 0,5 mA, 1 mA und 3 mA.

mit Kompensation bei 200 Ω . Die berechneten Realteile (durchgezogene Linie) zeigen jedoch bei vorhandener Leistungskompensation bereits bei 200 MHz und 350 MHz einen Nulldurchgang. Aus diesem Grund werden im Anschluss erneut die k-Faktoren untersucht und sind für die beiden exemplarischen Schaltungen in den Abbildungen 5.34a und 5.34b dargestellt. Die Untersuchung bestätigt die Darstellung der Realteile. Für die Schaltung ohne Kompensation zeigt nur die Messung bei $I_C = 3$ mA einen k-Faktor, der kleiner eins ist. Bei der kompensierten Schaltung liegt in begrenzten Frequenzbereichen für jeden Kollektorstrom potenziell instabiles Verhalten vor: die Messung bei $I_C = 0,1$ mA ist bis 200 MHz kleiner eins, für $I_C = 0,5$ mA bis 500 MHz, für $I_C = 1$ mA und bei $I_C = 3$ mA bis 950 MHz und damit fast über den gesamten Frequenzbereich.

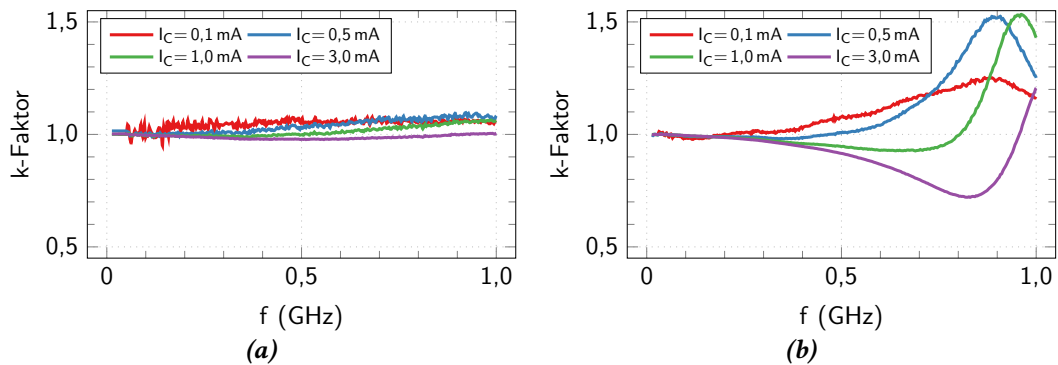


Abbildung 5.34. – Aus den gemessenen Streuparametern bestimmte k -Faktoren für die Schaltung basierend auf dem BJT AT32032 (a) ohne und (b) mit Kompensationsinduktivität für eine Variation des Kollektorstroms von $I_C = 0,1$ bis 3 mA.

5.5.3. Vergleich von Simulations- und Messergebnissen

Ein Vergleich der Messergebnisse mit den Simulationsdaten ist in den Abbildungen 5.35 und 5.36 dargestellt. Die ersten zwei Grafiken stellen die Beträge der \underline{S} -Parameter der unkompensierten Schaltung für zwei Kollektorströme $I_C = 0,1$ mA und 3 mA dar. Sie entsprechen den Daten, die bereits bei der Auswertung der Grundsaltung beschrieben wurden. Die Abbildungen 5.36a und 5.36b zeigen die Beträge der \underline{S} -Parameter der mit $L_f = 68$ nH kompensierten Schaltung für die gleichen zwei Kollektorströme. Die gemessenen Reflexionsparameter bei $I_C = 0,1$ mA sind für die kompensierte und die unkompensierte Schaltung nahezu deckungsgleich mit den Simulationsergebnissen. Bei einem $I_C = 3$ mA ist die Reflexion beider Schaltungsvarianten geringer und der Unterschied zwischen Messung und Simulation ist für die unkompensierte und die kompensierte Schaltung ähnlich: bei beiden Schaltungen ist die Reflexion in der Simulation etwa 2 dB geringer als in der Messung. Dieser Unterschied ändert sich bei der unkompensierten Schaltung für beide Reflexionsparameter kaum über der Frequenz. Bei der kompensierten Schaltung ist die Differenz zwischen Messung und Simulation bei niedrigen Frequenzen größer und nimmt mit steigenden Frequenzen ab. Bei den Transmissionsparametern fällt eine Abweichung zwischen Simulation und Messung auf, die besonders bei der kompensierten Schaltung mit der Frequenz zunimmt. Die Transmission bei $I_C = 0,1$ mA liegt simuliert zwischen -12 dB und -16 dB für die unkompensierte Schaltung und zwischen -10 dB und -20 dB für die unkompensierte Schaltung. Bei beiden Varianten kommt es zu einer mit der Frequenz zunehmenden Abweichung zwischen Simulation und Messung. Die gemessenen Werte liegen zwischen -8 dB und -16 dB respektive -10 dB und -16 dB, wobei sich die Frequenzen, bei denen die Minima der Transmissionswerte liegen, unterscheiden. Die Asymmetrie der Transmissionsparame-

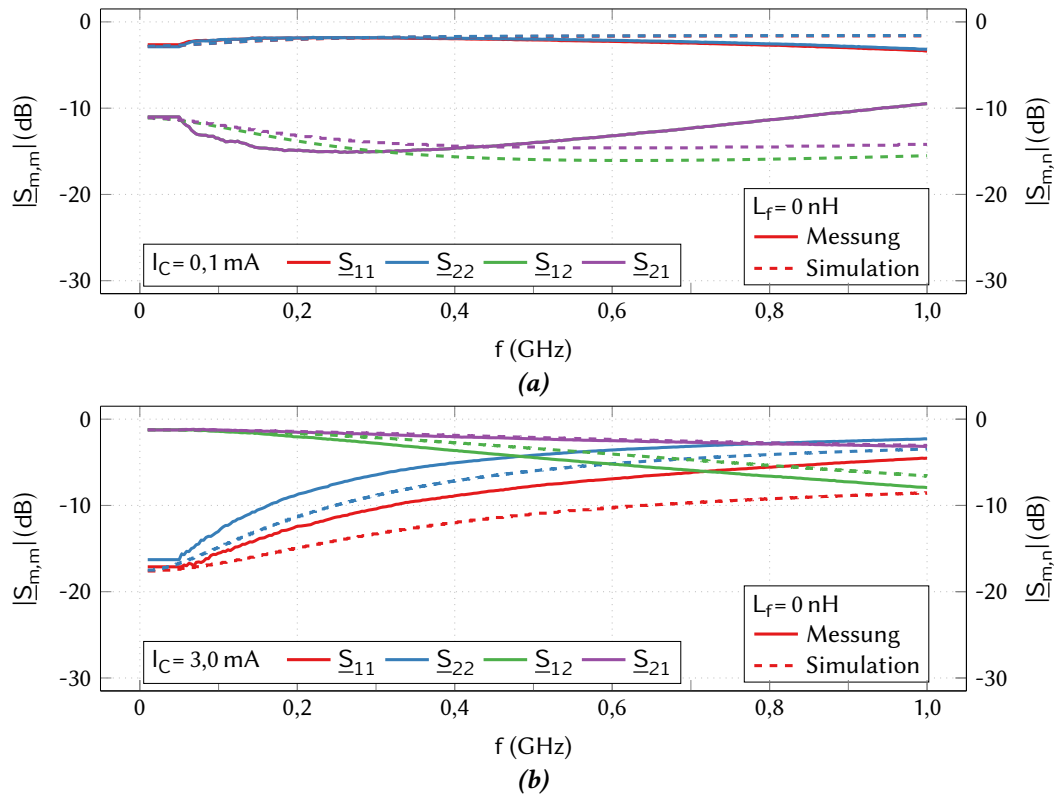


Abbildung 5.35. – Vergleich der Streuparameter aus Messung (durchgezogene Linien) und Simulation (gestrichelte Linien) für die Kollektorströme $I_C = 0,1 \text{ mA}$ und 3 mA und die Schaltung ohne Kompensationsinduktivität L_f .

ter wird ab etwa 300 MHz sichtbar und ist bei $I_C = 3 \text{ mA}$ für die kompensierte Schaltung besonders deutlich. Dort unterscheiden sich nicht nur $|S_{12}|$ und $|S_{21}|$, sondern die Messung weicht mit einer Differenz von 10 dB auch stark von der Simulation ab.

5.5.4. Einfluss der Schaltungsabmaße

In der Absicht, die parasitären und resonanten Effekte zu reduzieren, wird eine kleinere Schaltung entworfen, aufgebaut und gemessen. Die Abmaße ändern sich dadurch von 15 mm x 20 mm auf 8 mm x 10 mm und sind damit etwa halb so groß wie zuvor. Beide Schaltungen wurden mit der Kompensationsinduktivität $L_f = 68 \text{ nH}$, den Blockkapazitäten $C_{b1} = 47 \text{ nF}$ und $C_{b2} = 100 \text{ nF}$ realisiert und bei einer Zwischenfrequenz-Bandbreite von 1 kHz sowie einer Leistung von -20 dBm gemessen. Die Änderung besteht in der Leitungsführung. Abbildung 5.38 stellt die gemessenen \underline{S} -Parameter dar. Die durchgezogenen Linien zeigen die Ergebnisse für die Schaltung mit den bisherigen Abmaßen. Die gestrichelten Linien

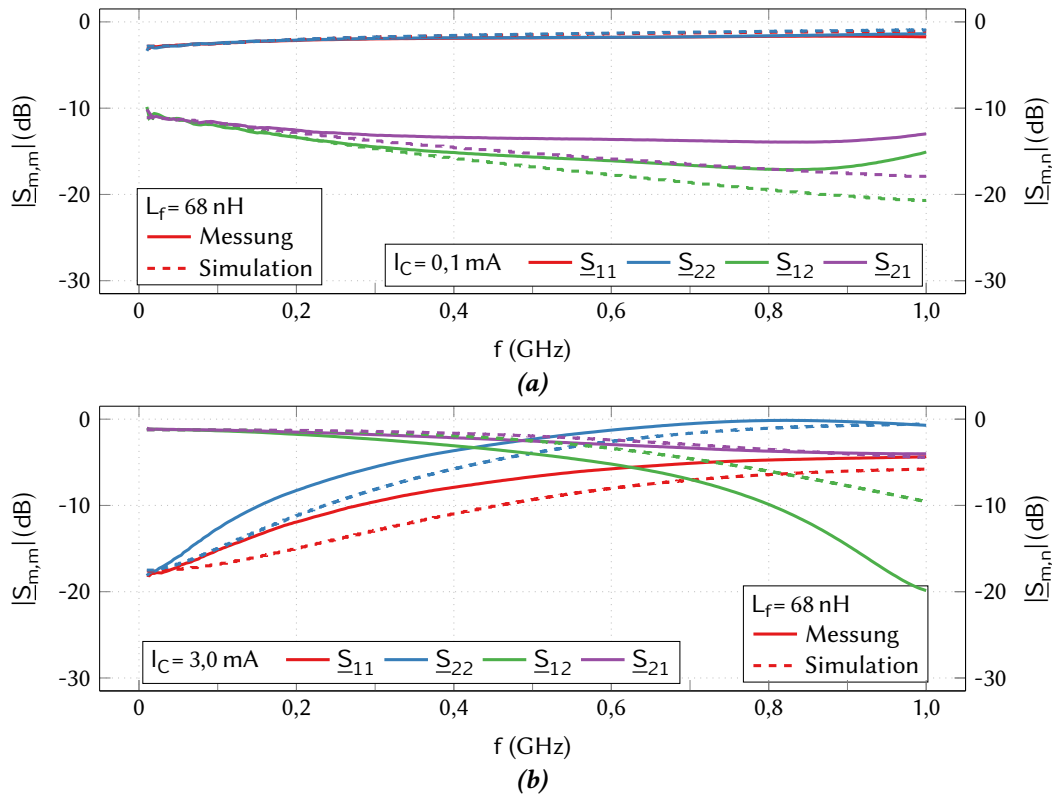


Abbildung 5.36. – Vergleich der Streuparameter aus Messung (durchgezogene Linien) und Simulation (gestrichelte Linien) für die Kollektorströme $I_C = 0,1$ mA und 3 mA für die Schaltung mit Kompensationsinduktivität $L_f = 68$ nH.

en zeigen die Ergebnisse für die Schaltung mit den reduzierten Abmaßen. Diese Ergebnisse sind jeweils für die Kollektorströme $I_C = 0,1$ mA und 3 mA abgebildet. Für die Transmissionsparameter ist bei geringen Kollektorströmen I_C nur ein Unterschied von 5 dB zu höheren Frequenzen hin sichtbar und die Reflexionsparameter sind nahezu deckungsgleich. Bei größeren I_C wird ein Unterschied deutlich: für die Reflexion ergeben sich Unterschiede zwischen den Schaltungen von bis zu 14 dB bei niedrigen Frequenzen und 2 dB bis 4 dB zu höheren Frequenzen hin. Der Unterschied bei den Transmissionsparametern wird besonders zu höheren Frequenzen hin deutlich, dort unterscheiden sich die Messungen um bis zu 14 dB. Die Schaltung reduzierter Größe zeigt bei der Transmission über den gesamten Frequenzbereich wenig Schwankung und ihre Werte bleiben über -10 dB. In Abbildung 5.39 sind die rechnerisch aus den Messwerten gewonnenen Größen Induktivität, Güte, Real- und Imaginärteil dargestellt. Der direkte Vergleich von Schaltung in normaler und reduzierter Größe zeigt eine merkliche Änderung der Induktivitätswerte zwischen ihren Messergebnissen. Da die effektive Impedanz und folglich die effektiv resultierende Induktivität aus den

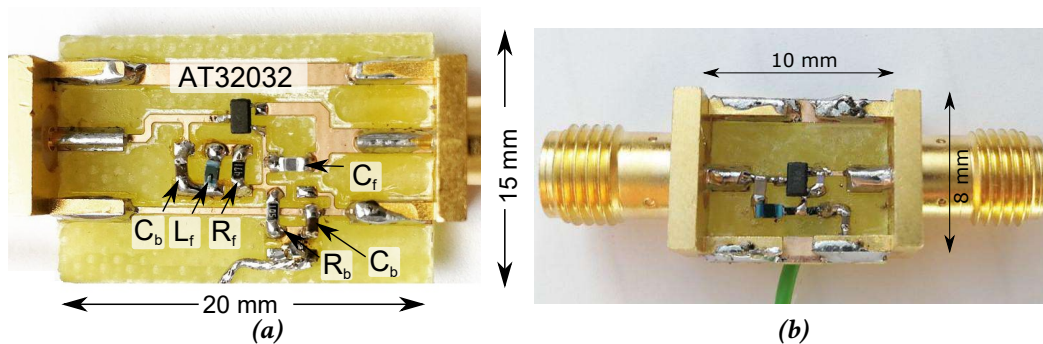


Abbildung 5.37. – Induktivitätsschaltung mit BJT AT32032 in (a) bisheriger Größe und (b) reduzierter Größe. Die Abmaße wurden halbiert und tragen zu einer Verbesserung der Ergebnisse bei.

Transmissionsparametern bestimmt werden, ist es wenig überraschend, dass die Frequenz, ab der sich die Induktivitäten der Schaltung reduzierter und normaler Größe unterscheiden für $I_C = 0,1 \text{ mA}$, die gleiche Frequenz ist, bei der sich in Abbildung 5.38b der Unterschied zeigt. Der Abstimmbereich der Induktivität der größeren Schaltung ΔL_{eff} reicht von 50 nH bis 140 nH bei 200 MHz. Die Induktivitätswerte der kleineren Schaltung fallen früher mit zunehmender Frequenz ab. Die Ursache liegt in den reduzierten Leitungsinduktivitäten. Der Abstimmbereich reicht bei 50 MHz von 30 nH bis 130 nH. Für einen Abstimmbereich über einen breiteren Frequenzbereich sollte die Induktivität bei $I_C = 0,1 \text{ mA}$ vernachlässigt werden aufgrund ihres schnellen Abfalls. Der resultierende Abstimmbereich reicht nur von 40 nH bis 80 nH, die Induktivitätswerte können aber von 50 MHz bis 150 MHz als konstant betrachtet werden. Werden nur die Induktivitäten von $I_C = 1 \text{ mA}$ und 3 mA berücksichtigt, die einen Abstimmbereich von 30 nH und 50 nH ermöglichen, erweitert sich der Frequenzbereich, in dem sie als konstant betrachtet werden können, auf 50 MHz bis 500 MHz. Einerseits ist der Imaginärteil der Schaltung von reduzierter Größe geringer und der Realteil geringfügig größer. Andererseits sind die Nulldurchgänge des Realteils, die bei der Schaltung bisheriger Größe bei 350 MHz für $I_C = 3 \text{ mA}$ und 600 MHz bei $I_C = 3 \text{ mA}$ lagen, zu höheren Frequenzen hin verschoben. Im betrachteten Frequenzbereich zeigt die Schaltung reduzierter Größe nur noch bei $I_C = 3 \text{ mA}$ bei 500 MHz einen Nulldurchgang und resultieren Resonanzeffekt in der Güte. Die Abbildungen 5.39b und 5.39e zeigen die Güte auf verschiedenen Skalen zur Verdeutlichung. Die Güte der Induktivitätsschaltung mit den Abmaßen 20 mm x 15 mm ist in den Abbildungen 5.39b und 5.39e dargestellt. Abbildung 5.39b zeigt für einen Kollektorstrom von $I_C = 3 \text{ mA}$ Gütespitzen von 250 (@60 MHz) und 1500 (@320 MHz). Für $I_C = 1 \text{ mA}$ ergeben sich maximale Gütewerte von 1700 (@610 MHz). Abbildung 5.39d zeigt für $I_C = 0,5 \text{ mA}$ Gütewerte zwischen 1,5 und 5,0 und für $I_C = 0,1 \text{ mA}$ Gütewerte kleiner eins. Für die Schaltung mit reduzierten Abmaßen (10 mm x 8 mm) verschieben sich die

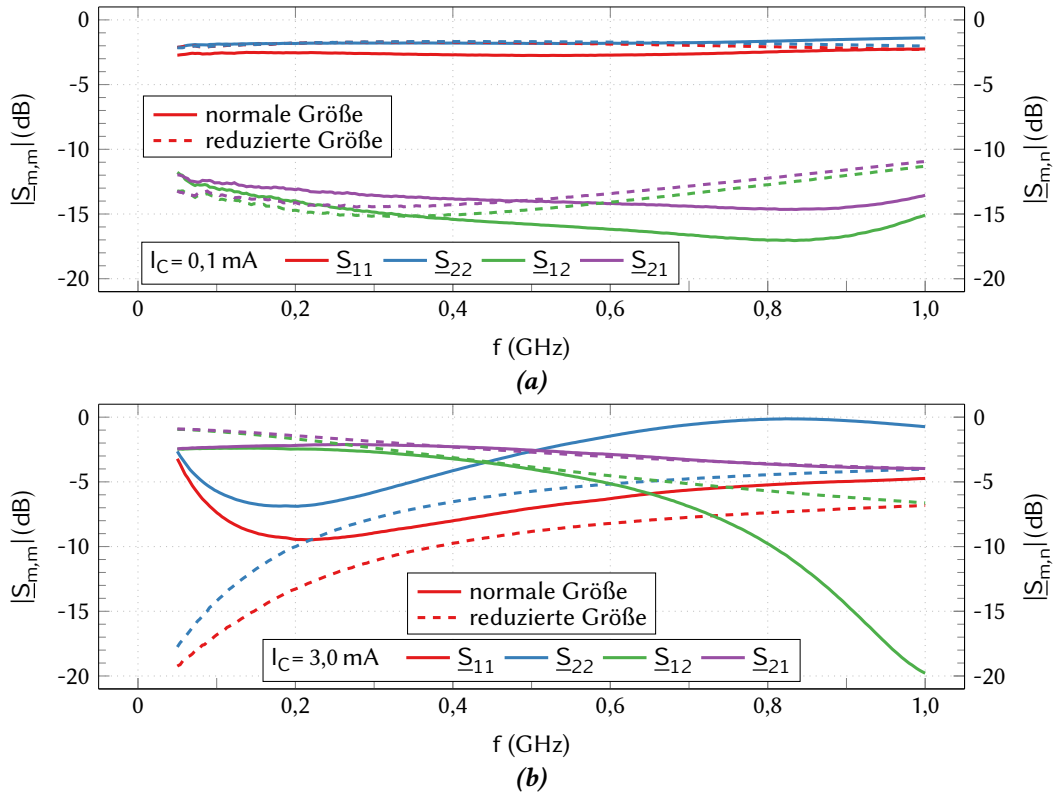


Abbildung 5.38. – Gemessene Streuparameter der Induktivitätsschaltung mit dem BJT AT320320 für die normale Größe (durchgezogene Linie) und für die reduzierte Größe (gestrichelte Linie) bei zwei Kollektorströmen: (a) $I_C = 0,1 \text{ mA}$ und (b) $I_C = 3,0 \text{ mA}$.

Resonanzeffekte hin zu höheren Frequenzen. Es zeigt sich für $I_C = 3 \text{ mA}$ in Abbildung 5.39c ein Gütewert von 1600 (@670 MHz) und in Abbildung 5.39e zeigen sich für die anderen Kollektorströme Gütewerte von 0,5 bis 4 ($I_C = 1 \text{ mA}$), um eins ($I_C = 0,5 \text{ mA}$) und kleiner eins ($I_C = 0,1 \text{ mA}$). Die anschließend untersuchten k-Faktoren der Schaltungen unterstreichen nicht das Ergebnis, das die errechneten Realteile vermuten lassen: in den k-Faktoren zeigt sich bei der größeren Schaltung nur für $I_C = 3 \text{ mA}$ ein Bereich, in dem der k-Faktor kleiner eins ist. Die Schaltung reduzierter Größe hat unabhängig vom Kollektorstrom für niedrigere Frequenzen einen Bereich, in dem sie potenziell instabil werden könnte.

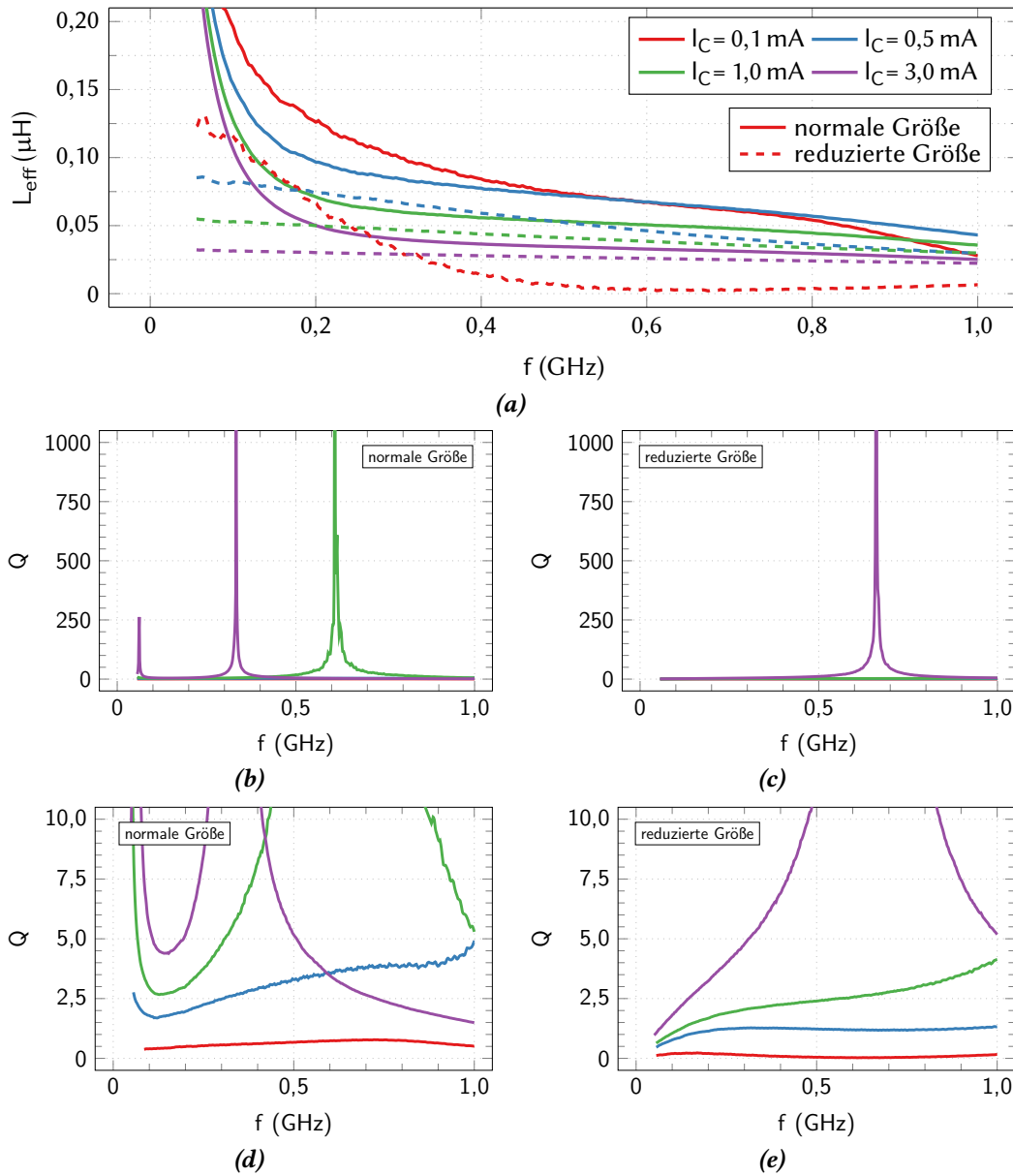


Abbildung 5.39. – Aus den Messdaten bestimmte Werte für die Induktivität und Güte der Schaltung basierend auf dem BJT AT320320 für die normale und die reduzierte Schaltungsgröße bei den Kollektorströmen $I_C = 0,1 \text{ mA}$, $0,5 \text{ mA}$, 1 mA und 3 mA .

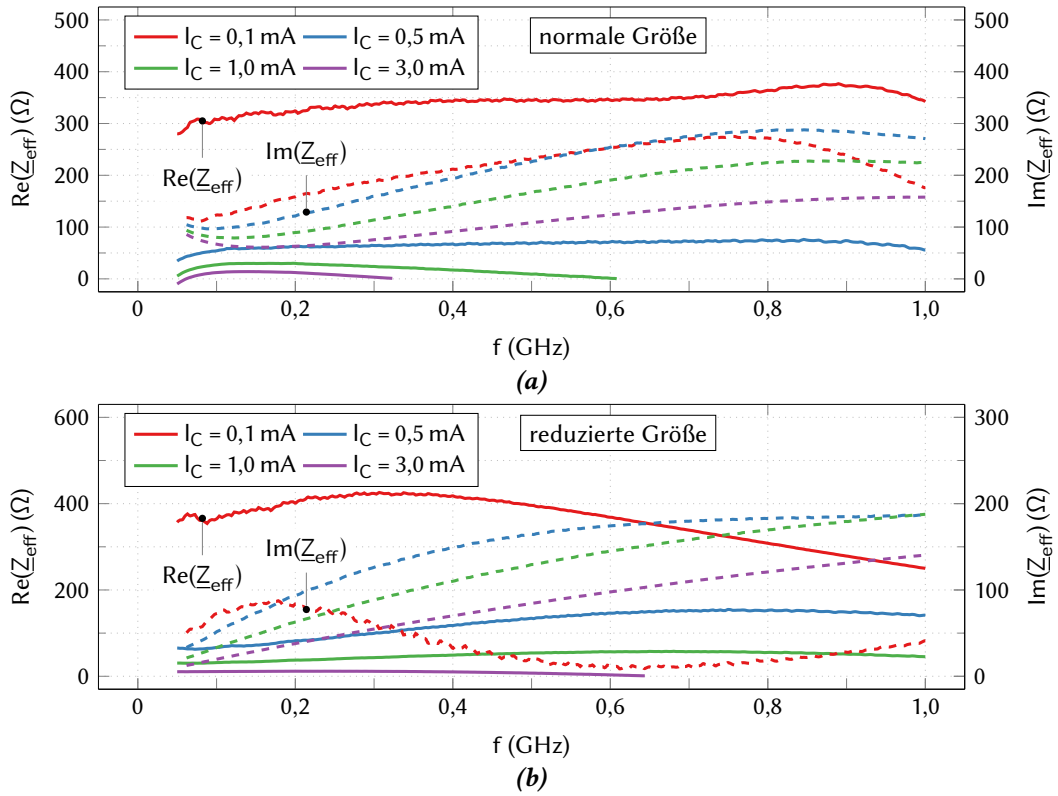


Abbildung 5.40. – Aus den Messdaten bestimmte Werte für Real- und Imaginärteil der Schaltung basierend auf dem BJT AT320320 für die normale und die reduzierte SchaltungsgröÙe bei den Kollektorströmen $I_C = 0,1 \text{ mA}$, $0,5 \text{ mA}$, 1 mA und 3 mA .

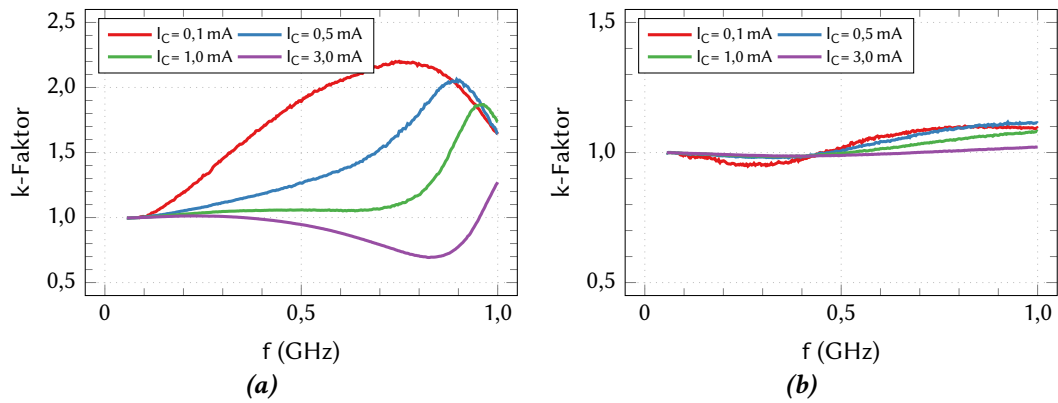


Abbildung 5.41. – Aus den gemessenen Streuparametern bestimmte k -Faktoren für die Schaltung basierend auf dem BJT AT32032 für die Schaltung von (a) normaler GröÙe und (b) reduzierter GröÙe für eine Variation des Kollektorstroms von $I_C = 0,1$ bis 3 mA .

5.5.5. Diskussion

Tabelle 5.9. – Übersicht der erzielten Ergebnisse basierend für AT32032-basierte Induktivitätsschaltungen für die Schaltungen mit und ohne Rückseitenmetallisierung (RSM), reaktiver Leistungskompensation und mit reduzierten Abmaßen.

R_f	500 Ω	500 Ω	500 Ω
C_f	1 pF	1 pF	1 pF
L_f	–	68 nH	68 nH
Anm.	mit RSM, groß	ohne RSM, groß	ohne RSM, klein
$\Delta L_{\text{eff},1}$	30 nH ...150 nH (@ 50 MHz)	50 nH ...190 nH (@ 100 MHz)	30 nH ...130 nH (@ 50 MHz)
$\Delta L_{\text{eff},2}$	30 nH ...80 nH (10 ... 200 MHz)	50 nH ...110 nH (10 ... 450 MHz)	30 nH ...50 nH (50 ... 500 MHz)
$f_{\text{co},1}$	50 MHz	100 MHz	50 MHz
$f_{\text{co},2}$	200 MHz	450 MHz	500 MHz
Q	resonant	teils resonant	etwa 5, sonst teils resonant
Symmetrie	nein	Reflexion	Reflexion

Bei der Realisierung der Induktivitätsschaltung mit dem BJT AT32032 stand die Erweiterung des nutzbaren Frequenzbereichs unter Beibehaltung von Abstimbarkeit der Induktivität im Vordergrund. Dafür wurde zusätzlich zu einer Grundsaltung eine Variante mit Induktivität für eine reaktive Leistungskompensation L_f realisiert, die zu einem größeren Frequenzbereich führt in dem die Induktivitätswerte konstant sind. Außerdem wurden weitere Einflüsse auf das Verhalten der Schaltung untersucht und verglichen. Dazu gehören der Einfluss der Rückseitenmetallisierung, der Schaltungsabmaße und der Messrichtung. Bei dem Vergleich von Simulation und Messung zeigt sich, dass die Abweichung der Messergebnisse von denen der Simulation richtungsabhängig ist. Die Abweichung ist größer für den Betrag des Transmissionsparameters \underline{S}_{12} als für \underline{S}_{21} . Diese Abweichung ist weniger ausgeprägt bei der Schaltung, die ohne kompensierende Induktivität L_f aufgebaut ist. Dieser Effekt konnte auch bei der Ergänzung der JFET-Schaltung um eine Induktivität L_f beobachtet werden. Die Ursache liegt wahrscheinlich in den größeren Leitungslängen und parasitären Effekten, die durch das zusätzliche Bauelement in die Schaltung eingebracht werden. Das macht das Ersetzen der Chipinduktivität durch eine weitere Reaktanzschaltung insbesondere für integrierte Schaltungen interessant und es ist zu erwarten, dass bei der Integration durch die geringeren Abmaße die parasitären Effekte reduziert werden können, welche die Asymmetrie verursachen. Der Einfluss der Rückseitenmetallisierung zeigt sich für die vorgestellten Messungen in scheinbar schlechteren \underline{S} -Parametern für die

Schaltung ohne Rückseitenmetallisierung. Die Betrachtung des Rolletfaktors zeigt dennoch eine deutliche Verbesserung der Ergebnisse und äußert sich außerdem in einem Verschieben der Resonanzeffekte der Güte hin zu höheren Frequenzen. Bei der Reduzierung der Schaltungsabmaße zeigen sich insbesondere für die Reflexionsparameter bei höheren Kollektorströmen deutliche Verbesserungen von etwa 5 dB und die Transmissionsparameter zeigen zu höheren Frequenzen hin mit niedrigerer Dämpfung die besseren Ergebnisse. Im Allgemeinen reduziert sich auch die Asymmetrie zwischen den \underline{S} -Parameter Paaren $|\underline{S}_{11}|$ und $|\underline{S}_{22}|$, sowie $|\underline{S}_{12}|$ und $|\underline{S}_{21}|$. Um auszuschließen, dass die Richtungsabweichung der Ergebnisse aus den NWA-internen Bias-Tees resultieren, über die keine näheren Informationen vorlagen, wurde die Richtungsabhängigkeit der Messparameter untersucht. Die Ergebnisse sind in Anhang C dargestellt und zeigen die Unterschiede für die Messung bei dem höheren Kollektorstrom für die Reflexionsparameter. Die Unterschiede sind jedoch vernachlässigbar klein und nicht in der Größenordnung der bisher dargestellten Differenzen zwischen den Richtungen.

5.6. Zusammenfassung

In den vergangenen Kapiteln wurde das Funktionsprinzip der Induktivitätsschaltung erläutert, analytisch und numerisch untersucht und daraus letztlich Entwurfsrichtlinien abgeleitet. Darauf aufbauend wurden Schaltungen realisiert und einige davon hier präsentiert. Die Schaltungen basieren auf einem Sperrschicht-Feldeffekttransistor und auf zwei Bipolartransistoren und es wurden zusätzlich zu allen Grundschaltungen auch jeweils erweiterte Schaltungen vorgestellt, die das Frequenz- oder Güteverhalten verbessern sollen. Die Darstellung umfasst neben den gemessenen \underline{S} -Parametern die daraus abgeleiteten Größen Real- und Imaginärteil der effektiven Impedanz $\underline{Z}_{\text{eff}}$, sowie den daraus bestimmten Werten der effektiven Induktivität und der Güte. Zusätzlich wurden diese Bewertungsparameter auch mit den Ergebnissen der Schaltungssimulationen aus den vorherigen Kapiteln verglichen. Tabelle 5.10 stellt in einer Übersicht die erreichten Werte der Realisierungen vergleichend dar und illustriert damit die Möglichkeiten und Schwächen dieses Schaltungsansatzes. Abschnitt 1 zeigt die Ergebnisse der Schaltungen basierend auf dem Sperrschicht-Feldeffekttransistor BF545A: die Schaltungsvarianten zeigen zwar hohe realisierte Induktivitätswerte ($> 5 \mu\text{H}$), aber auch sehr niedrige Gütewerte. Die Schaltungen verhalten sich in dem für die Abstimmbarkeit der Induktivität relevanten Frequenzbereich ($< 15 \text{ MHz}$) transmissionssymmetrisch, aber der Frequenzbereich ist auch noch verhältnismäßig schmal. Da die Simulation der ersten Bipolarschaltung kein asymmetrisches Transmissionsverhalten erwarten ließ, wurde auch nicht vordergründig eine zweite JFET-Schaltung für höhere Frequenzen verfolgt. Die geringen Abweichung in der Symmetrie, die bei \underline{S} -Parametern der JFET-Schaltungen sichtbar waren, schienen aber auch eine Sättigung zu erreichen, aber da die Diskrepanz nicht weiter zunahm, ist zu erwarten, dass Sperrschicht-Feldeffekttransistoren auch bei höheren Frequenzen die beste Methode sind, um symmetrisches, induktives Verhalten zu erzeugen. Die zweite Schaltungsvariante, basierend auf dem Bipolartransistor BFP450, wurde für kleinere Induktivitäts- und höhere Gütewerte entwickelt und erlaubt eine Abstimmung zwischen 110 nH und 210 nH in einem Frequenzbereich zwischen 10 MHz und 140 MHz. Dabei können Gütewerte bis zu 20 und mehr erreicht werden, andererseits hat diese Schaltung nur in engen Grenzen symmetrisches Verhalten gezeigt. Die dritte Schaltungsvariante schließlich wurde mit einem weiteren Bipolartransistor aufgebaut, der sich durch sehr geringe parasitäre Effekte auszeichnet. Damit sollte der nutzbare Frequenzbereich so weit erweitert werden, wie es mit konzentrierten Bauelementen und ohne Schaltungsintegration möglich ist, ohne die Abstimmbarkeit vollständig zu vernachlässigen. Die Ergebnisse dieser Schaltung ermöglichen abstimmbares, induktives Verhalten unter Beibehaltung von Reflexionssymmetrie zwischen 30 nH und

50 nH innerhalb des Frequenzbereiches 50 MHz bis 500 MHz und erreichen Gütewerte bis etwa 5, bevor resonante Effekte auftreten können. Die Unterschiede zwischen Simulationen und Messungen sind zum Teil sehr groß. Ihre Ursachen liegen in unvollständigen Transistormodellen, Leitungs- und Bauteilparasitäten sowie in der Empfindlichkeit der Schaltungen auf Änderungen des Steuerstroms. Da dieser Strom nur indirekt während der Messung bestimmt werden, aber nicht als Regelgröße für eine Einstellung des Arbeitspunktes, dienen kann, sind daraus resultierende Abweichungen möglich, die einen Vergleich mit der Simulation erschweren.

Mit diesen Messergebnissen können die im Kapitel 3.2 abgeleiteten Entwurfskriterien verifiziert und um praktische Aspekte erweitert werden. Die allgemeingültigen Richtlinien für den HF Schaltungsentwurf gelten auch hier: die Abmaße so klein wie möglich gestalten und die Leitungslängen kurz halten und Bauteile geringer Toleranzen wählen. Für die Transistoren müssen präzise Modelle vorliegen, das ist umso wichtiger, weil in Transistordatenblättern nicht die relevanten parasitären Größen vermerkt sind. Die parasitären Effekte des Gehäuses gewinnen mit zunehmenden Frequenzen an Relevanz. Im Hochfrequenzbereich ist ein vielversprechender Ansatz, einen Transistor mit möglichst hohem f_t zu wählen, denn daraus resultieren kleinere Werte für C_{12} und C_{gs} [10]. Die höchsten Grenzfrequenzen sind im Bereich der npn-BJT und der n-Kanal FET zu finden und insbesondere im Bereich der Galliumarsenid-FETs [83]. Zusätzlich zu den allgemeinen Entwurfskriterien, müssen auch die Induktivitätsschaltung betreffenden Entwurfsrichtlinien berücksichtigt werden, die besagen, dass die effektive Induktivität umso schmalbandiger ist, je größer ihr Absolutwert ist und dass für einen maximalen Abstimmbereich eine große Variation von g_m nötig ist.

Für die Einordnung der Ergebnisse der Induktivitätsschaltung in den Vergleich mit den Resultaten von Gyrationsschaltungen sollen noch einmal kurz einige Werte der Tabelle 2.5 aus Kapitel 2.2.2 vorgestellt werden: Hara et al. [64] publizierten eine abstimbare Induktivität mit Werten zwischen 2 nH und 3 nH bei 3 GHz und einer Güte von zwei. Ein mit der Induktivitätsschaltung vergleichbarer Abstimmbereich wurde von Leifso et al. [63] vorgestellt. Die Induktivitätswerte konnten zwischen 6,5 nH und 110 nH variiert werden in einem Frequenzbereich von 100 MHz bis 1 GHz, aber es wurde keine Angabe zur Güte gemacht. Im Vergleich mit den Werten, die mit der transistorbasierten Induktivitätsschaltung erzielt wurden und in Tabelle 5.10 dargestellt sind, lässt sich schlussfolgern, dass die Induktivitätsschaltung eine nützliche Ergänzung zu bestehenden Methoden ist.

Tabelle 5.10. – Übersicht der erzielten Ergebnisse für die vorgestellten Induktivitätsschaltungen basierend auf den Transistoren BF545A (JFET), BFP450 (BJT 1) und AT32032 (BJT 2).

JFET – BF545A			
R_f	5,1 k Ω	5,1 k Ω	5,1 k Ω
C_f	1 pF	1 pF	1 pF
L_f	-	220 nH	660 nH
ΔL_{eff}	3,4 μ H...6,5 μ H	2 μ H...3 μ H	2,8 μ H...3,6 μ H
f_{co}	5 MHz	15 MHz	15 MHz
Q	< 1	< 1	< 1
Symmetrie	f < 10 MHz	f < 10 MHz	f < 20 MHz
BJT 1 – BFP450			
R_f	500 Ω	500 Ω	500 Ω
C_f	10 pF	10 pF	10 pF
L_q	–	1,5 nH	3,3 nH
$\Delta L_{\text{eff},1}$	40 ... 320 nH (@ 25 MHz)	40 ... 340 nH (@ 25 MHz)	110 ... 370 nH (10 ... 50 MHz)
$\Delta L_{\text{eff},2}$	40 ... 135 nH (10 ... 120 MHz)	40 ... 140 nH (10 ... 100 MHz)	110 ... 210 nH (10 ... 140 MHz)
$f_{\text{co},1}$	25 MHz	25 MHz	50 MHz
$f_{\text{co},2}$	120 MHz	100 MHz	200 MHz
Q	0,6 ... 3,6	0,6 ... 4,5	0,6 ... 20
Symmetrie	nein	nein	nein
BJT 2 – AT32032			
R_f	500 Ω	500 Ω	500 Ω
C_f	1 pF	1 pF	1 pF
L_f	–	68 nH	68 nH
Anm.	mit RSM, groß	ohne RSM, groß	ohne RSM, klein
$\Delta L_{\text{eff},1}$	30 nH ...150 nH (@ 50 MHz)	50 nH ...190 nH (@ 100 MHz)	30 nH ...130 nH (@ 50 MHz)
$\Delta L_{\text{eff},2}$	30 nH ...80 nH (10 ... 200 MHz)	50 nH ...110 nH (10 ... 450 MHz)	30 nH ...50 nH (50 ... 500 MHz)
$f_{\text{co},1}$	50 MHz	100 MHz	50 MHz
$f_{\text{co},2}$	200 MHz	450 MHz	500 MHz
Q	resonant	teils resonant	etwa 5, sonst
		resonant	teils resonant
Symmetrie	nein	Reflexion	Reflexion

6 | Zusammenfassung und Ausblick

Die vorliegende Arbeit hat die umfassende Funktionsweise und Darstellung der Zusammenhänge der transistorbasierten, induktiv wirkenden und abstimmbaren Reaktanzschaltung zum Inhalt. Ihr Potenzial als symmetrische, variierbare und miniaturisierbare Induktivität im Hochfrequenzbereich für frequenzagile Anwendungen soll untersucht werden. Eine Literaturrecherche zum Stand der Technik beschreibt die bisher üblichen Methoden für abstimmbare Induktivitäten und ermöglicht einen Vergleich mit der Induktivitätsschaltung. Dabei stellte sich heraus, dass bisherige Arbeiten zu elektronisch abstimmbaren Induktivitäten oft schmalbandige, unsymmetrische Schaltungen zum Ziel hatten. Die weit verbreitete Methode der Gyratorschaltung teilt sich einige Eigenschaften mit der hier vorgestellten Induktivitätsschaltung, aber sie unterscheiden sich letztlich durch die per Definition fehlende Symmetrie [25], sowie den seltenen schwimmenden Aufbau [55]. Das Konzept der transistorbasierten Reaktanzschaltung findet mitunter in Lehrbüchern Erwähnung [43], [44], aber ohne dass ausführlicher auf Entwurfsregeln eingegangen wird. Die Induktivitätsschaltung ist eine der vier Versionen dieser Reaktanzschaltung, wie sie in Kapitel 2.3 (Abb. 2.8) und in Anhang A dargestellt sind. Sie ist aufgrund der Abstimbarkeit des Induktivitätswertes und der Möglichkeit der Integration und Miniaturisierung eine nützliche Ergänzung für die HF-Schaltungstechnik, da andere abstimmbare Induktivitäten für diesen Frequenzbereich platzintensiv sind (mehrere geschaltete, gedruckte Spulen) oder nicht symmetrisch (Gyratoren). Die Bidirektionalität der Induktivitätsschaltung bietet Vorteile in der Filtertechnik und kann im Allgemeinen bei Schaltungen mit getrennten Vorwärts- und Rückwärtstransmissionspfaden zu deren Pfadreduzierung und folglich der Miniaturisierung einer Schaltung beitragen. Fehlende Entwurfsregeln für die Induktivitätsschaltung in der Literatur machen eine ausführliche analytische Untersuchung der Schaltung zu Beginn dieser Arbeit erforderlich, um Verständnis für die Abhängigkeiten bei der Dimensionierung der Schaltungen zu entwickeln. Dabei zeigte sich, dass die Schaltung

komplexere Abhängigkeiten aufweist, als es ihr Aufbau initial erwarten lässt. Die Optimierung von Zielparametern wie hoher Güte, einem hohen Abstimmungsbereich oder einem breiten, nutzbaren Frequenzbereich ist erschwert, da die Optimierung des einen Parameters die Verschlechterung eines anderen zur Folge hat. Das macht das Priorisieren der Zielparameter erforderlich: es kann eine hohe Güte erreicht werden, die jedoch nur in einem schmalen Frequenzbereich vorliegt. Die Induktivität kann konstant über einen breiten Frequenzbereich sein, dafür ist aber der erreichbare Abstimmungsbereich des Induktivitätswertes gering. Umgekehrt gilt, ein großer Abstimmungsbereich der Induktivität ist nur in einem schmalen Frequenzbereich möglich. Und wenn das Ziel einer Schaltung symmetrisches Verhalten ist, wird das nur in begrenzten Frequenzbereichen erzielt. Alle Zielparameter können demnach zwar nicht mit einer einzigen Schaltung erfüllt werden, aber dafür mit einem Schaltungskonzept, welches an alle Zielparameter angepasst werden kann. Neben Anwendungen, für die es bereits Lösungen gibt, kann die Induktivitätsschaltung aufgrund ihrer Vielseitigkeit zusätzlich Bereiche abdecken, in denen andere Ansätze noch nicht vorhanden sind, zum Beispiel symmetrische, weit abstimmbare Induktivitäten. Die analytischen Untersuchungen in Kombination mit numerischen Simulationen erlaubt das Ableiten von präziseren Entwurfskriterien, die nach Wissen der Autorin das erste Mal auch transistorinterne Größen berücksichtigen. Die Richtlinien sind in Kapitel 3.2 dargestellt und wurden anschließend durch die Messergebnisse der Testschaltungen validiert. Die Erkenntnisse aus den Messdaten ermöglichen die Erweiterung der Entwurfsregeln, basierend auf den theoretischen Annahmen, um praktische Aspekte. Die vorgestellten Realisierungen zeigen die Umsetzung der verfolgten Hauptziele von Symmetrie (s. Kapitel 5.3), einem großen Abstimmungsbereich (s. Kapitel 5.3 und 5.4) und einem konstanten Induktivitätswert über einen breiten Frequenzbereich (s. Kapitel 5.5), wie in Tabelle 5.10 übersichtlich zusammengefasst. Die Tabelle zeigt die erreichten Werte der in der Arbeit vorgestellten Realisierungen für den Abstimmungsbereich ΔL_{eff} , die Grenzfrequenz f_{co} , die Güte Q und die Symmetrie. In den gemessenen Schaltungen werden auch die zusätzlichen Induktivitäten verwendet, die als Funktionsbeweis der reaktiven Leistungskompensation zum einen und der Güteverbesserung durch die Gegenkopplungsinduktivität im Source- bzw. Emitterpfad zu anderen dienen. Durch die Messergebnisse wird bestätigt:

- Symmetrisches Verhalten ist in Grenzen durch die Verwendung des symmetrischen Sperrschicht-Feldeffekttransistors möglich.
- Ein großer Abstimmungsbereich der Induktivität kann erreicht werden.
- Die Verwendung von L_f ermöglicht eine Erweiterung des nutzbaren Frequenzbereichs.

- Die Verwendung von L_q ermöglicht eine Verbesserung der erreichbaren Güte.

Zusammenfassend demonstriert die vorliegende Arbeit einen Funktionsbeweis der transistorbasierten Induktivitätsschaltung, zeigt das Potenzial des Ansatzes und stellt Richtlinien für die Dimensionierung beziehungsweise den Aufbau der Schaltung auf. Dennoch gibt es Aspekte, die im Rahmen dieser Grundlagenarbeit nicht betrachtet werden konnten, aber deren weitere Untersuchung von Interesse ist: die vorliegenden Messergebnisse unterstreichen zwar die Entwurfsrichtlinien, nichtsdestotrotz sollten weitere Schaltungen aufgebaut werden, die zum Beispiel eine JFET-basierte Schaltung für höhere Frequenzen entwerfen, die Verwendung und Eigenschaften der Induktivität L_q studieren oder die neuen Erkenntnisse über die Einflüsse von Transistoreigenschaften (s. Kapitel 3.2 und B) nutzen. Für Realisierungen bei höheren Frequenzen größer 500 MHz sollten zudem EM-Simulationen durchgeführt werden sowie umfassende Untersuchungen der Stabilität. In der vorliegenden Arbeit wurden Chipinduktivitäten zur Verbesserung des Verhaltens verwendet. Das geschah unter der Annahme, dass sie zu einem späteren Zeitpunkt durch eine weitere rekursive Induktivitätsschaltung ersetzt werden können. In den vorgestellten Schaltungen hatten die Induktivitäten zur Verbesserung des Frequenzverhaltens L_f und die Induktivität zur Verbesserung der Güte L_q feste Werte. Wenn sie durch die Induktivitätsschaltung ersetzt werden, sind auch sie abstimmbare. Das hat Vorteile für die Kompensation, da der Wert von L_f der Größenordnung des variierbaren L_{eff} entsprechen soll. Zukünftige Arbeiten müssen sich deshalb mit der Frage beschäftigen, welche Anforderungen an diese inneren Induktivitätsschaltungen gestellt werden, insbesondere ihrer erreichbaren Güte und der zweifellose Einfluss auf die Symmetrie der Schaltung. Erste Simulationen zeigten eine drastische Reduzierung der Schaltungsfläche durch die Integration der Schaltung. Wenn bei der Integration versucht wird, Platz und externe Spannungsversorgung einzusparen, könnten die Schaltung für L_f und die ursprüngliche Induktivitätsschaltung, die in L_{eff} resultiert, durch eine Versorgung gesteuert werden.

A | Ergänzungen zu Kapitel 2

Übersicht der Reaktanzschaltung

Die Reaktanzschaltung ist ein vielseitiges Konzept, mit dem sowohl kapazitiv als auch induktiv wirkende Schaltungen aufgebaut werden können. In Abbildung A.1 ist der Aufbau der Grundsaltungen dargestellt und zeigt den Weg von abstraktem Schaltungskonzept bis zur induktiven, transistorbasierten Reaktanzschaltung, die in dieser Arbeit Verwendung findet.

Das Konzept der Schaltung beginnt mit dem Aufbau, der sich aus Rückkoppelementen und aktivem Zweitor zusammensetzt. Abhängig davon, wie diese Elementarten gewählt werden, entsteht kapazitives oder induktives Verhalten. Die ersten zwei Rückkopplungsvarianten (C_f/R_f und R_f/L_f) erzeugen ein kapazitives Verhalten an den Ausgangsklemmen und die dritte und vierte Variante (L_f/R_f und R_f/C_f) führen zu induktivem Verhalten der Schaltung. Für das aktive Zweitor kann zwischen Bipolartransistor, Vakuumröhre oder Feldeffekttransistor gewählt werden, um mit der Änderung des Arbeitspunktes den entstehenden Reaktanzwert zu variieren. Die vierte der Variationen der Rückkoppelemente, bestehend aus R_f und C_f führt zu induktivem Verhalten ohne Verwendung einer physikalischen Spule und ist deshalb die Variante, die in Verbindung mit der Verwendung von Bipolar- und Feldeffekttransistoren in der vorliegenden Arbeit verwendet wurde.

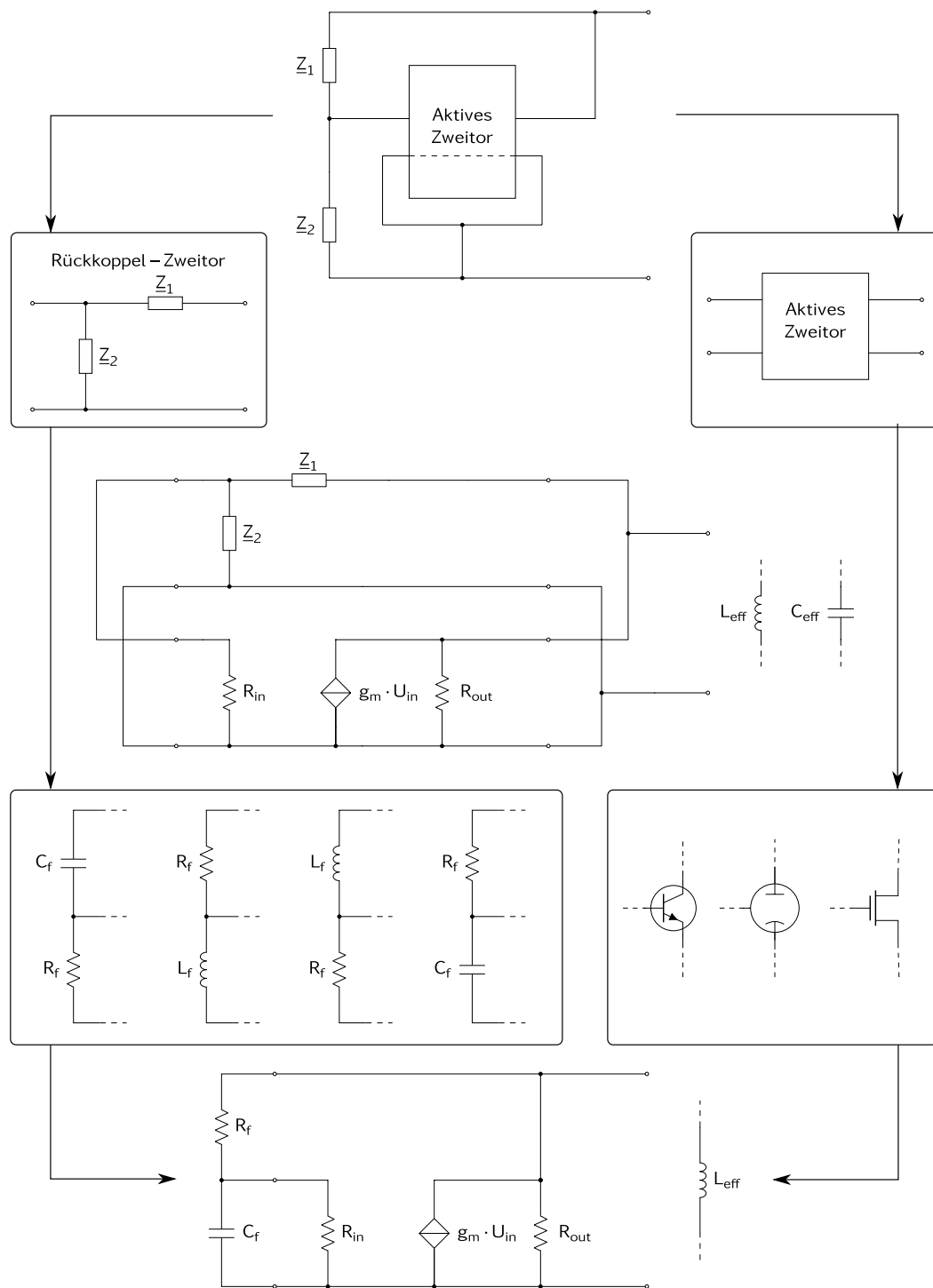


Abbildung A.1. – Übersicht des Grundkonzepts: Zusammengesetzt aus einem Rückkoppel-Zweitor und einem aktiven Zweitor ergeben sich vier Grundschaltungen, von denen jeweils zwei induktives beziehungsweise kapazitives Verhalten aufweisen (adaptiert nach [84]).

B | Ergänzungen zu Kapitel 3

Simulation der Abhängigkeiten der VCCS-basierten Schaltung

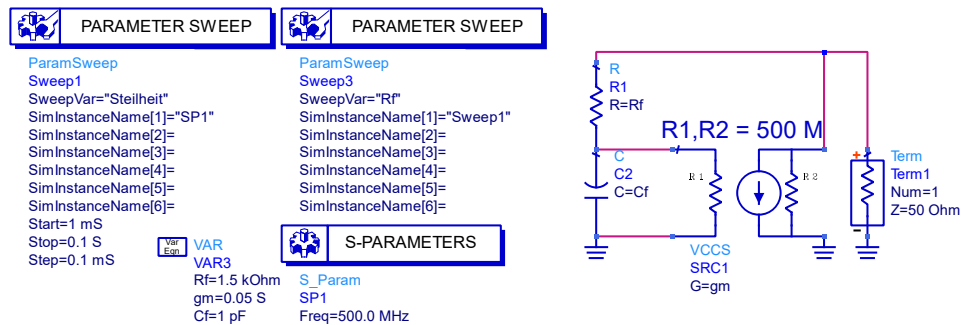


Abbildung B.1. – ADS Schaltungsbild für die Simulation von variierenden Werten für den Rückkoppelwiderstand R_f .

In Abbildung B.1 ist die Schaltung dargestellt, für die in ADS die Abhängigkeit der effektiven Induktivität von der Variation des Rückkoppelwiderstandes simuliert und in Abbildung 3.5 dargestellt wurde. Enthalten sind die entsprechenden Parametervariation (Parameter-Sweep) der Steilheit g_m sowie des Rückkoppelwiderstandes R_f . Die Simulation wird für zwei separate Frequenzpunkte $f = 50 \text{ MHz}$ und 500 MHz durchgeführt.

Simulation der Abhängigkeiten der Grenzfrequenz

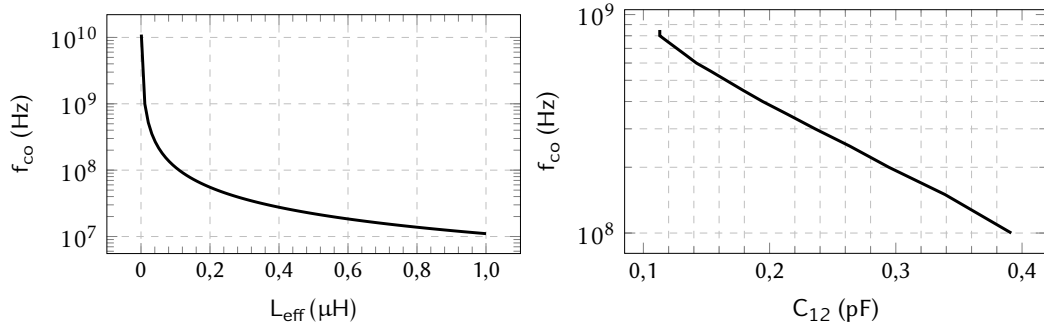
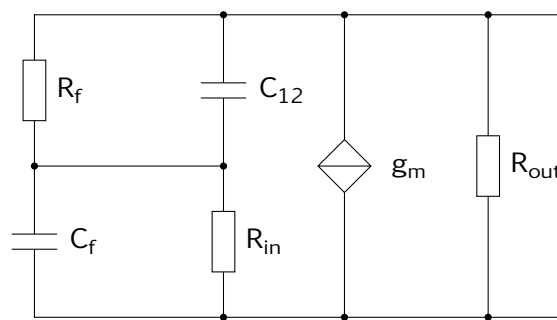


Abbildung B.2. – Einflüsse auf die Grenzfrequenz f_{co} durch die Größenordnung der effektiven Induktivität L_{eff} und die Größe der parasitären Kapazität C_{12} .

In Kapitel 3.1.3 werden die Abhängigkeiten der Grenzfrequenz von der Größe der absoluten Induktivität und der parasitären Kapazität C_{12} dargestellt. Beide dargestellten Grafiken basieren auf der Simulation des Transistors BFP450 und folgenden Elementwerten für die weiteren Schaltungselemente:

Tabelle B.1. – Liste der für die Simulation verwendeten Werte.

Bauelement	R_f	C_f	C_{12}	R_{out}	R_{in}	g_m
Größe	500 Ω	10 pF	0,5 pF	500 MΩ	500 MΩ	100 mS



Reduzierung der parasitären Rückkoppelkapazität

Wie im Kapitel zur reaktiven Leistungskompensation beschrieben, gibt es zwei Methoden, den Effekt der transistorinternen, parasitären Rückkoppelkapazität C_{12} zu reduzieren. Zum einen den schaltungstechnischen Ansatz und zum anderen die Steuerung des Effektes durch gezielten Transistorentwurf. Schwierz et. al befassen sich in [10] mit den technologischen Zusammenhängen zwischen dem Transistordesign eines FET und der Größe der Rückkoppelkapazität C_{12} , die in diesem Kontext als C_{dg} bezeichnet wird. Sie zeigen, dass C_{12} abhängig von der Kanalladung ist [10, Gleichung (4-46)]:

$$C_{dg} = \left| \frac{\delta Q_{ch}}{\delta V_{DS}} \right|_{V_{GS}=\text{const.}} = \left| \frac{\delta Q_{ch}}{\delta V_{GS}} \right|_{V_{DS}=\text{const.}} \quad (\text{B.1})$$

$$C_{dg} = \left| \frac{\delta Q_{ch}}{\delta V_{GS}} \right|_{V_{DS}=\text{const.}} = \frac{\delta(e \cdot n_{sh} \cdot L \cdot W)}{\delta V_{GS}} = e \cdot L \cdot W \frac{\delta n_{sh}}{\delta V_{GS}} \quad (\text{B.2})$$

$$g_m \propto W \cdot \frac{\delta n_{sh}}{\delta V_{GS}}, \quad g_m = \frac{\delta I_D}{\delta V_{GS}} \quad (\text{B.3})$$

$$I_D = e \cdot n_{sh} \cdot v \cdot W \quad (\text{B.4})$$

mit der Elementarladung e , der Ladungsträgerdichte n_{sh} einer Fläche, und der Sättigungsgeschwindigkeit v . Obwohl C_{gs} mit einem Verhältnis von 10:1 wertemäßig größer ist als C_{dg} [10], hat C_{dg} auf die Reaktanzschaltung den stärkeren Einfluss. Aus B.2 folgt, dass eine geringe Kanallänge L und ein kleiner Wert der Kanalbreite W geringe Kapazitätswerte C_{dg} verursachen. Jedoch ist L der einzige freie Parameter, der C_{dg} beeinflussen kann, ohne zugleich auch die Steilheit g_m einzuschränken, da alle anderen Größen sowohl in der Formel für C_{dg} , als auch in der für g_m enthalten sind: W ist in der Formel (B.4) für den Drainstrom I_D enthalten und ein kleines I_D führt über (B.3) zu einer geringeren Steilheit g_m und damit einer geringeren Güte. Es muss deshalb ein Kompromiss bei den Entwurfszielen gemacht werden, da entweder vorrangig hohe Steilheit und Abstimmbereich erzielt werden können oder eine hohe Güte. Ein vielversprechender Ansatz ist, einen Transistor mit möglichst hohem f_t zu finden, denn damit geht eine kleine Gate-Länge (bzw. die Basisdicke beim BJT) einher, dem wiederum folgt ein hoher I_D und daraus resultieren kleinere Werte für C_{dg} und C_{gs} . Die höchsten Grenzfrequenzen sind im Bereich der npn-BJT und der n-Kanal FET zu finden [83, S. F31], da dort die Grenzfrequenz eines Transistors unter anderem durch Ladungsträgerlaufzeiten festgelegt wird. Die Beweglichkeit von Elektronen in Silizium- und Gallium-Arsenid Transistoren übersteigt die Löcherbeweglichkeit um ein Vielfaches. Da

weiterhin die Elektronenbeweglichkeit in Galliumarsenid-Transistoren feldstärkeabhängig und bis zu sechsmal größer ist als in Siliziumtransistoren, sollten Galliumarsenid-FETs die beste Wahl für die Verwendung der Induktivitätsschaltung in Hochfrequenzbereichen sein. In niedrigeren Frequenzbereichen und diskreten Schaltungsaufbauten sollte außerdem das Gehäuse der Transistoren Berücksichtigung finden. Gegebenenfalls fördern ungehäuste Transistoren die Eignung für die Reaktanzschaltung. An sich haben die Gehäuse (mit Leitungsinduktivitäten von 0,1 nH) keinen großen Einfluss, allerdings ist das abhängig von der Größe der Transistor-Dies selbst: je kleiner es ist, desto größer ist der Beitrag des Gehäuses auf die parasitären Eigenschaften.

Maßnahmen zur Gütesteigerung

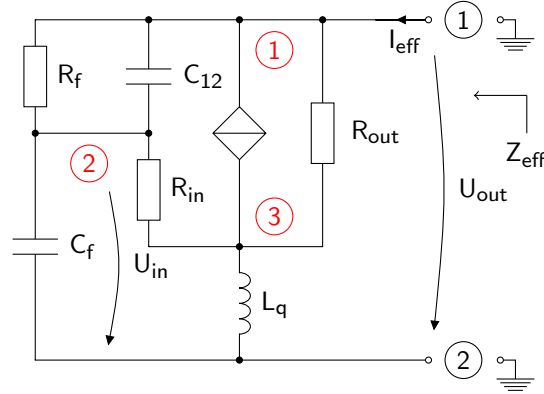


Abbildung B.3. – Induktivitätsschaltung mit zusätzlicher Induktivität L_q im Source-Pfad zur Verbesserung der Güte, sowie den drei Knotenpunkten.

Bei der Erweiterung des Schaltungskonzeptes um L_q ist eine analytische Lösung aufgrund der Komplexität der resultierenden Ausdrücke nicht mehr sehr handlich. Für das schnelle Bestimmen des Verhaltens einer Schaltung ohne Verwendung von Schaltungssimulationssoftware, können Näherungen der Schaltungen mit L_q wie im Folgenden dargestellt, berechnet werden. So werden umgehende Abschätzungen der Ergebnisse ermöglicht.

Serien-Mitkopplung

Für die Berechnung der effektiven Impedanz $\underline{Z}_{\text{eff}}$ mittels des Aufstellens von Gleichungssystemen werden drei Knoten bestimmt, wie in Abbildung B.3 dargestellt. Ein lineares Gleichungssystem mit gleich vielen Gleichungen wie Unbekannten ergibt sich aus der Kirchhoffschen Knotenanalyse der Schaltung in Abbildung B.3. Nach dem Bestimmen der Ausgangsspannung $U_{\text{out}} = U_1$ kann mittels Quotientenbildung mit dem Ausgangsstrom $I_{\text{eff}} = 1 \text{ A}$ die Impedanz $\underline{Z}_{\text{eff}}$ am Ausgang bestimmt werden:

$$\underline{Z}_{\text{eff}} = \frac{U_1}{I_{\text{eff}}}$$

$$\begin{aligned} \textcircled{1} \quad 0 &= g_m(U_2 - U_3) + j\omega C_{12}(U_1 - U_2) + G_f(U_1 - U_2) \\ &\quad + G_{\text{out}}(U_1 - U_3) - I_{\text{eff}} \end{aligned}$$

$$\textcircled{2} \quad 0 = j\omega C_{12}(U_2 - U_1) + G_f(U_2 - U_1) + j\omega C_f \cdot U_2 + G_{\text{in}}(U_2 - U_3)$$

$$\textcircled{3} \quad 0 = -g_m(U_2 - U_3) + G_{\text{in}}(U_3 - U_2) + G_{\text{out}}(U_3 - U_1) + \frac{1}{j\omega L_q} \cdot U_3$$

beziehungsweise in Matrix-Schreibweise $\mathbf{Ax} = \mathbf{b}$ dargestellt, lässt sich das Gleichungssystem eindeutig lösen. Unter Verwendung der Cramer'schen Regel ergeben sich die Elemente x_i des Lösungsvektors \mathbf{x} durch $x_i = \frac{\det(A_i)}{\det(A)}$ für alle i . Dabei ist A_i die Matrix, die gebildet wird, indem die i -te Spalte der Koeffizientenmatrix A durch die rechte Seite des Gleichungssystems \mathbf{b} ersetzt wird und I_{eff} der Vektor der unabhängigen Quellen.

$$\begin{matrix} A & \cdot & x & = & b \\ \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{bmatrix} & \cdot & \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \end{bmatrix} & = & \begin{bmatrix} I_{\text{eff}} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \end{matrix}$$

$$U_1 = \frac{\det \begin{bmatrix} I_{\text{eff}} & a_{12} & a_{13} \\ 0 & a_{22} & a_{23} \\ 0 & a_{32} & a_{33} \end{bmatrix}}{\det A}$$

Aus dem Gleichungssystem kann die Spannung U_1 bestimmt werden, mit der sich für $I_{\text{eff}} = 1 \text{ A}$ die effektive Impedanz Z_{eff} ergibt.

a_{11} - alle Terme aus (1), die mit U_1 zusammenhängen

a_{12} - alle Terme aus (1), die mit U_2 zusammenhängen.

⋮

$$a_{11} = j\omega C_{12} + G_f + G_{\text{out}}$$

$$a_{12} = g_m - j\omega C_{12} - G_f$$

$$a_{13} = -g_m - G_{\text{out}}$$

$$a_{21} = -j\omega C_{12} - G_f$$

$$a_{22} = j\omega C_{12} + G_f + j\omega C_f + G_{\text{in}}$$

$$a_{23} = -G_{\text{in}}$$

$$a_{31} = -G_{\text{out}}$$

$$a_{32} = -g_m - G_{\text{in}}$$

$$a_{33} = g_m + G_{\text{in}} + G_{\text{out}} + \frac{1}{j\omega L_q}$$

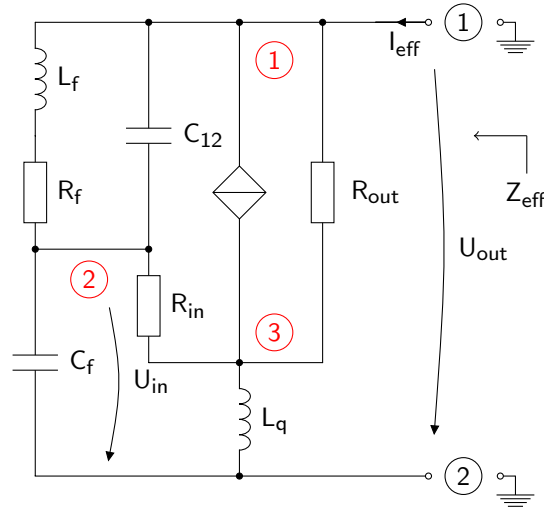


Abbildung B.4. – Induktivitätsschaltung, die die zusätzlichen Induktivitäten L_f und L_q enthält.

Für gegebene Elementwerte einer Induktivitätsschaltung mit L_q kann die effektive Impedanz und die daraus resultierende effektive Induktivität bestimmt werden.

Kombination der Serien-Mitkopplung und der reaktiven Leistungskompensation

Die Kombination von reaktiver Leistungskompensation und serieller Mitkopplung führt zu der in Abbildung B.4 dargestellten Schaltung, welche die zusätzlichen Induktivitäten L_f und L_q enthält. Auch für diese Schaltung werden drei Knoten bestimmt und ein lineares Gleichungssystem mit gleich vielen Gleichungen und Unbekannten aufgestellt. Mit dem Bestimmen der Ausgangsspannung U_1 kann mittels festgelegtem Ausgangsstrom $I_{\text{eff}} = 1 \text{ A}$ die Impedanz $\underline{Z}_{\text{eff}}$ am Ausgang bestimmt werden:

$$\underline{Z}_{\text{eff}} = \frac{U_1}{I_{\text{eff}}}$$

$$\begin{aligned} \textcircled{1} \quad 0 &= g_m(U_2 - U_3) + j\omega C_{12}(U_1 - U_2) + \left(G_f + \frac{1}{j\omega L_f}\right)(U_1 - U_2) \\ &\quad + G_{\text{out}}(U_1 - U_3) - I_{\text{eff}} \\ \textcircled{2} \quad 0 &= j\omega C_{12}(U_2 - U_1) + \left(G_f + \frac{1}{j\omega L_f}\right)(U_1 - U_2) + j\omega C_f \cdot U_2 \\ &\quad + G_{\text{in}}(U_2 - U_3) \\ \textcircled{3} \quad 0 &= -g_m(U_2 - U_3) + G_{\text{in}}(U_3 - U_2) + G_{\text{out}}(U_3 - U_1) + \frac{1}{j\omega L_q} \cdot U_3. \end{aligned}$$

Äquivalent zur Berechnung im vorherigen Kapitel, lässt sich das Gleichungssystem eindeutig lösen. Aus der Berechnung der Matrizen erfolgt wieder die Auflistung der Terme gemäß ihren Abhängigkeiten:

a_{11} - alle Terme aus (1), die mit U_1 zusammenhängen

a_{12} - alle Terme aus (1), die mit U_2 zusammenhängen

\vdots

$$a_{11} = j\omega C_{12} + G_f + \frac{1}{j\omega L_f} + G_{\text{out}}$$

$$a_{12} = g_m - j\omega C_{12} - G_f - \frac{1}{j\omega L_f}$$

$$a_{13} = -g_m - G_{\text{out}}$$

$$a_{21} = -j\omega C_{12} - G_f + \frac{1}{j\omega L_f}$$

$$a_{22} = j\omega C_{12} + G_f + \frac{1}{j\omega L_f} + j\omega C_f + G_{\text{in}}$$

$$a_{23} = -G_{\text{in}}$$

$$a_{31} = -G_{\text{out}}$$

$$a_{32} = -g_m - G_{\text{in}}$$

$$a_{33} = g_m + G_{\text{in}} + G_{\text{out}} + \frac{1}{j\omega L_q}$$

Mit dem Einsetzen dieser Terme in das Verhältnis der Determinanten, kann für gegebene Elementwerte die Spannung U_1 bestimmt werden

$$U_1 = \frac{\det \begin{vmatrix} I_{\text{eff}} & a_{12} & a_{13} \\ 0 & a_{22} & a_{23} \\ 0 & a_{32} & a_{33} \end{vmatrix}}{\det A} \quad (\text{B.5})$$

und aus dem Verhältnis von U_1 und I_{eff} die resultierende effektive Impedanz sowie effektive Induktivität.

Ergänzende Rechnung für die effektive Impedanz unter Berücksichtigung des Stroms im Rückkoppelpfad

Bei der analytischen Untersuchung der Induktivitätsschaltung werden vereinfachende Annahmen getroffen, wie beispielsweise unendlich große Ein- und Ausgangswiderstände des Transistors. Diese Annahmen helfen dabei, die resultierenden analytischen Ausdrücke für die effektive Induktivität handhabbar zu gestalten, da das Ziel der Untersuchungen keine exakte Modellierung der Realität ist, sondern das Verstehen der Zusammenhänge zwischen den Einflüssen auf das Ergebnis und Ableiten von Entwurfsrichtlinien. Eine der anfänglichen Vereinfachungen war die Vernachlässigung des Stroms im Rückkoppelpfad I_f . Aus Gründen der Vollständigkeit wird die Herleitung der Gleichung hier ergänzt:

$$I_{\text{out}} = I_f + I_S \quad (\text{B.6})$$

$$I_{\text{out}} = \frac{U_{\text{out}}}{R_f + \frac{1}{j\omega C_f}} + g_m U_{\text{in}} \quad (\text{B.7})$$

Die Eingangsspannung U_{in} wird mittels Spannungsteiler wie folgt ersetzt

$$\frac{U_{\text{in}}}{U_{\text{out}}} = \frac{\frac{1}{j\omega C_f}}{\frac{j\omega C_f R_f + 1}{j\omega C_f}} \quad (\text{B.8})$$

$$U_{\text{in}} = \frac{U_{\text{out}}}{j\omega C_f R_f + 1} \quad (\text{B.9})$$

und in Gleichung (B.7) eingesetzt:

$$I_{\text{out}} = \frac{U_{\text{out}} j\omega C_f}{j\omega C_f R_f + 1} + \frac{g_m U_{\text{out}}}{j\omega C_f R_f + 1}. \quad (\text{B.10})$$

Aus dem Verhältnis von Ausgangsspannung und -strom ergibt sich die effektive Impedanz

$$\underline{Z}_{\text{eff}} = \frac{U_{\text{out}}}{I_{\text{out}}} = \frac{j\omega C_f R_f + 1}{g_m + j\omega C_f}. \quad (\text{B.11})$$

Schon bei der Berechnung von $\underline{Z}_{\text{eff}}$ für eine Schaltung ohne C_{12} (s. Kapitel 3.1.2) wurde deutlich, dass die Vernachlässigung des Stroms im Rückkoppelpfad I_f zu einer deutlich übersichtlicheren Formel führt, als es eine Berechnung unter Berücksichtigung des Strom er-

möglichst. Unter Weiterbestehen der Annahme von idealen Ein- und Ausgangswiderständen des Transistors (R_{in} und $R_{\text{out}} \rightarrow \infty$), wird die Parallelschaltung von C_{12} und R_f

$$R_f \parallel C_{12} = \frac{R_f}{1 + j\omega R_f C_{12}} \quad (\text{B.12})$$

in die Gleichung (B.11) eingesetzt:

$$\underline{Z}_{\text{eff}} = \frac{1 + j\omega C_f \cdot \left[\frac{R_f}{1 + j\omega R_f C_{12}} \right]}{g_m + j\omega C_f} \quad (\text{B.13})$$

$$= \frac{1 + j\omega R_f C_f + j\omega R_f C_{12}}{(g_m + j\omega C_f)(1 + j\omega R_f C_{12})} \quad (\text{B.14})$$

Für den Fall, dass die parasitäre Kapazität C_{12} gegen Null geht, wird Gleichung (B.14) zu (B.11).

$$\underline{Z}_{\text{eff}} = \frac{1 + j\omega R_f (C_f + C_{12})}{(g_m - \omega^2 R_f C_f C_{12}) + j\omega (C_f + g_m R_f C_{12})} \quad (\text{B.15})$$

Ausmultipliziert und getrennt nach Real- und Imaginärteil ergibt sich für den Imaginärteil:

$$\text{Im}\{\underline{Z}_{\text{eff}}\} = \frac{1}{\xi} \cdot \left(\omega R_f C_f g_m - \omega C_f - \omega^3 C_f R_f^2 C_{12}^2 - \omega^3 C_f^2 R_f^2 C_{12} \right) \quad (\text{B.16})$$

$$\xi = (g_m^2 + \omega^2 C_f^2)(1 + \omega^2 C_{12}^2 R_f^2) \quad (\text{B.17})$$

$$\text{Im}\{\underline{Z}_{\text{eff}}\} = \frac{\omega C_f (g_m R_f - \omega^2 R_f C_{12} (C_f + C_{12}))}{(g_m^2 + \omega^2 C_f^2)(1 + \omega^2 C_{12}^2 R_f^2)} \quad (\text{B.18})$$

sowie für die effektive Induktivität

$$L_{\text{eff}} = \frac{\frac{R_f C_f}{g_m} - \frac{\omega^2 R_f^2 C_{12} C_f (C_{12} + C_f)}{g_m^2}}{\left(1 + \frac{\omega^2 C_f^2}{g_m^2} \right) (1 + \omega^2 C_{12}^2 R_f^2)}. \quad (\text{B.19})$$

Dieser Ausdruck zeigt den Term $L_{\text{eff,ideal}}$ ergänzt um die Abhängigkeiten, die sich bei Berücksichtigen des Stromes im kompletten Rückkoppelpfad ergeben.

C | Ergänzungen zu Kapitel 4

BFP450 - Symmetrie der Simulationsdaten

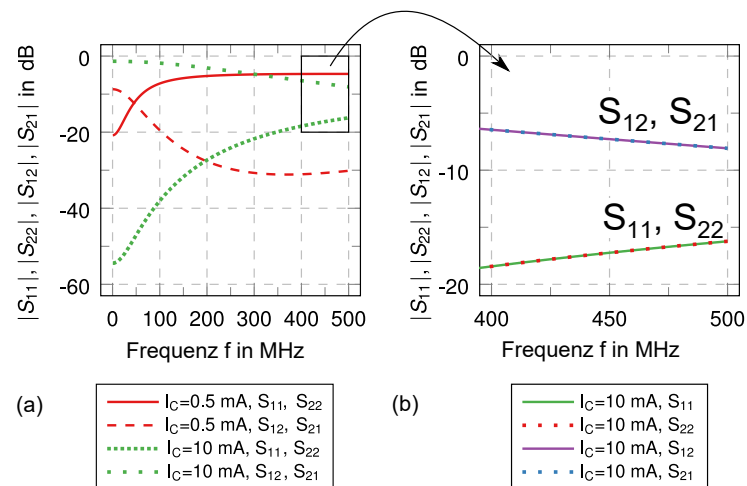


Abbildung C.1. – Simulationsergebnisse für die S-Parameter der Grundsaltung über der Frequenz sowie eine Detailansicht, die die Symmetrie der S-Parameter zeigt.

SPICE-Parameter der verwendeten Transistoren

BF545A [85]

```
.MODEL BF545A NJF (VT0 = -1.7372E+000,  
BETA = 1.16621E-003, LAMBDA = 1.77211E-002,  
RD = 9.01678E+000, RS = 9.01678E+000,  
IS = 2.91797E-016, CGS = 2.20000E-012,  
CGD = 2.20000E-012, PB = 7.80988E-001, FC = 5.00000E-001)
```

BFP450 [86]

```
.MODEL BFP450 NPN (IS=1.3125E-16, ISE=2.8341E-14,  
ISC=1.2292E-17, XTI=3, BF=76.123, NR=1.2966, IKF=0.58905,  
IKR=0.25878, XTB=1.5, VAF=24.165, VAR=13.461,  
VJE=0.95292, VJC=1.1487, RE=0.45346, RC=0.50084, RB=5.403,  
RBM=2.1659, IRB=1.3181E-5, CJE=3.2276f, CJC=1.0495p,  
XCJC=0.28285, FC=0.91274, NF=0.79652, BR=21.254,  
NE=1.5563, NC=0.70543, MJE=0.48672, MJC=0.50644,  
TF=7.5068p, TR=2.6912n, ITF=1.7655E-5, VTF=0.66148,  
XTF=0.69972, EG=1.11, VCE0=15, ICRATING=100m, MFG=SIEMENS)
```

AT32032 [87]

```
.MODEL Q320 NPN (BF=100, BR=2.5, IS=3.1E-16, VA=20,  
TF=12PS, CJE=4.6E-13, VJE=1.01, MJE=0.6, PTF=25,  
XTB=1.818, VTF=6, ITF=5.7E-2, IKF=2.5E-2, XTF=4, NF=1.03,  
ISE=9.5E-13, NE=2.5, RB=9.78, RE=0.61, RC=35.97, CJC=1.8E-13,  
CJS=1.7E-13, XCJC=0.20, PS=0.8, MS=0.5, PC=0.76, MC=0.53)
```

D | Ergänzungen zu Kapitel 5

In Kapitel 5 wurden die zentralen Messergebnisse einiger realisierten Schaltungen vorgestellt, deren Ziel es ist das Funktionsprinzip nachzuweisen und bestmöglich die gestellten Entwurfsziele zu erfüllen. In diesem Kapitel werden ergänzende Messdaten dargestellt. Sie beinhalten eine zusätzliche Realisierung der BF545A Schaltung mit einer Induktivität im Rückkoppelpfad sowie den Einfluss der Messrichtung auf die Messergebnisse der AT32032-basierten Schaltung.

BF545A - Reaktive Leistungskompensation

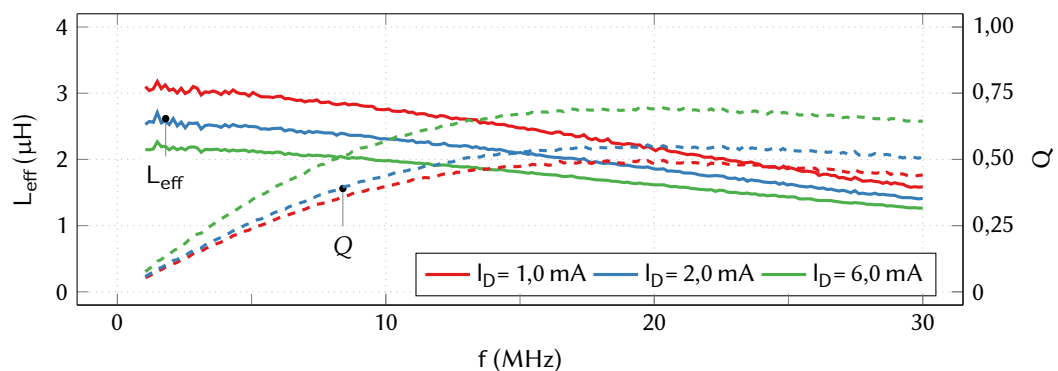


Abbildung D.1. – Messergebnisse der BF545A-Schaltung mit zusätzlicher Induktivität $L_f = 220 \text{ nH}$ für Induktivität und Güte.

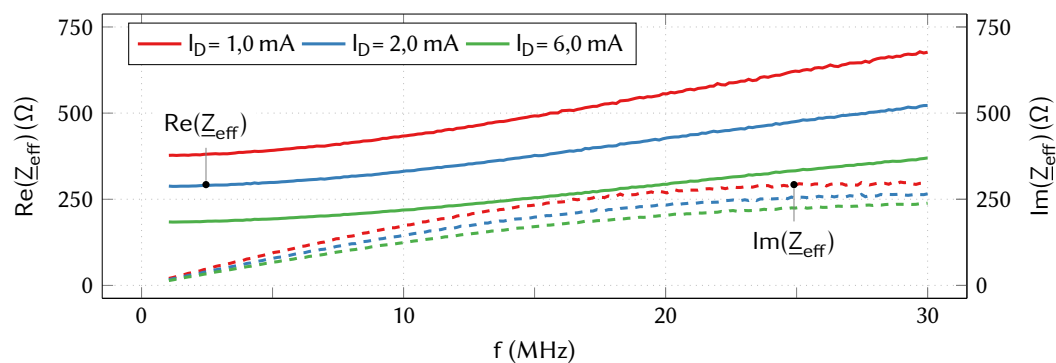


Abbildung D.2. – Messergebnisse der BF545A-Schaltung mit zusätzlicher Induktivität $L_f = 220$ nH für Real- und Imaginärteil der effektiven Impedanz.

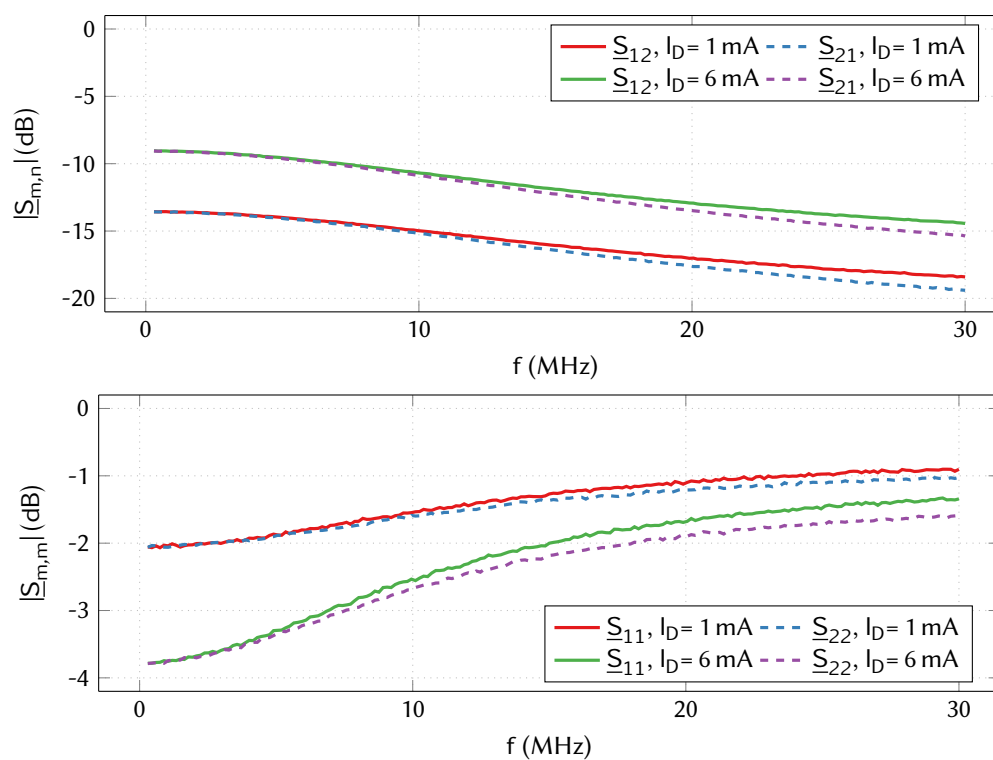


Abbildung D.3. – Gemessene \underline{S} -Parameter der BF545A-Schaltung mit zusätzlicher Induktivität $L_f = 220$ nH

AT32032 - Einfluss der Messrichtung

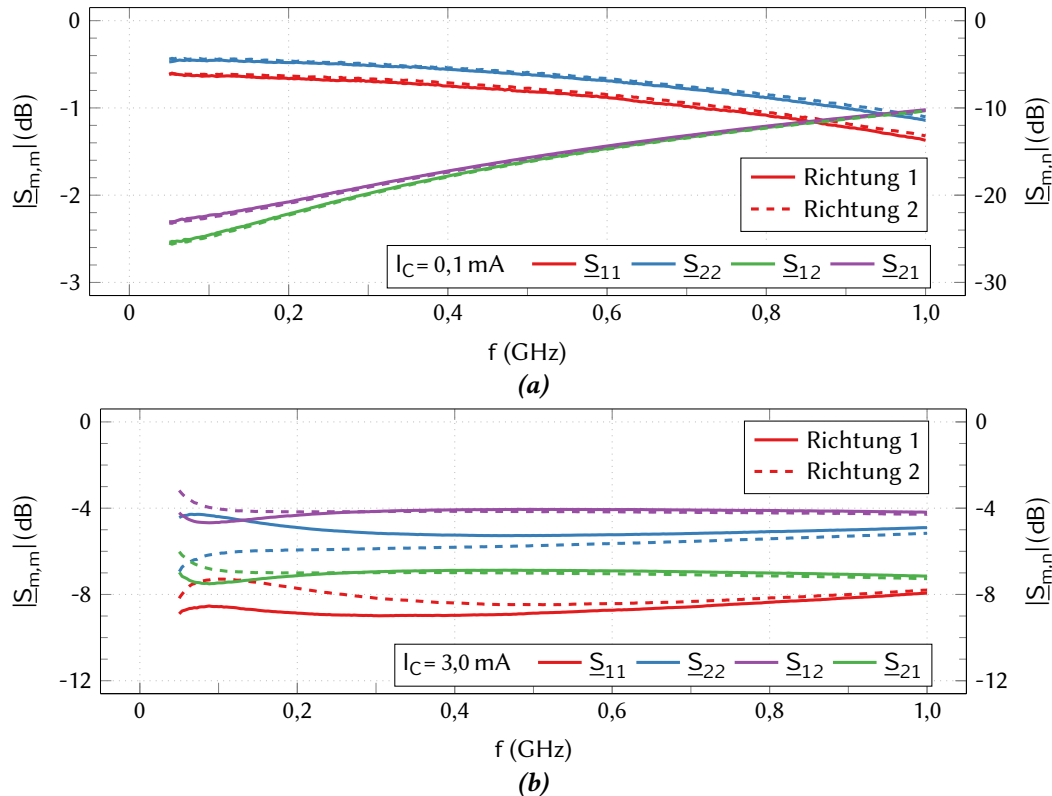


Abbildung D.4. – Untersuchung des Einflusses der Messrichtung des Netzwerkanalysators. Dargestellt sind Betrag und Phase der \underline{S} -Parameter für die „Vorwärtsrichtung“ Richtung 1 (durchgezogene Linien) und die „Rückwärtsrichtung“ Richtung 2 (gestrichelte Linien) für die Kollektorströme (a) $I_C = 0,1 \text{ mA}$ und (b) $I_C = 3 \text{ mA}$.

Bei den Messungen wurden wiederholt richtungsabhängig unterschiedliche \underline{S} -Parameter deutlich, die eine Asymmetrie in der Schaltung zeigen. Ein großer Anteil scheint dabei durch den transistorinternen Aufbau der Bipolartransistoren verursacht zu werden. Bei hohen Frequenzen können auch die Leitungslängen der Schaltung das Messergebnis beeinflussen. Für die Messungen wurden die internen Bias-Tees des Netzwerkanalysators verwendet, über die auch die Spannungsversorgung der Reaktanzschaltung angelegt wurde. Da keine näheren Informationen zum Aufbau der NWA-internen Bias-Tees vorliegen, wurde untersucht, ob durch Unterschiede in ihrem Aufbau eine Richtungsabhängigkeit und Verfälschung der Messergebnisse verursacht wird. Die Schaltung wird deshalb in beiden Richtungen gemessen. Das soll Klarheit darüber verschaffen, ob die Ergebnisse unverändert bleiben, wenn der Kollektor an Tor 2 angeschlossen ist und mit Spannung versorgt wird oder

wenn die Schaltung gedreht, der Kollektor an Tor 1 des NWA angeschlossen ist und dort die Spannung anlegt wird. Dabei werden die Messungen bei den gleichen Kollektorströmen aufgezeichnet. Die gemessenen \underline{S} -Parameter sind für den Kollektorstrom $I_C = 0,1 \text{ mA}$ in Abbildung D.4a dargestellt und für $I_C = 3 \text{ mA}$ in Abbildung D.4b. Die untersuchte Schaltung ist die mit L_f kompensierte Schaltung von reduzierter Größe. Sie wurde bei -20 dBm und einer IF-Bandbreite von 1 kHz gemessen. Die Messung in die erste Richtung ist in durchgezogenen Linien dargestellt und die entgegengesetzte in gestrichelten Linien. Bei der Auswertung der Ergebnisse muss darauf geachtet werden, dass sich auch die Richtungsbezeichnung umgekehrt, das heißt dass \underline{S}_{12} (Richtung 1) dem Parameter \underline{S}_{21} (Richtung 2) entspricht. Bei einem $I_C = 0,1 \text{ mA}$ sind die Abweichungen zwischen den Betriebsrichtungen mit Unterschieden von weniger als 1 dB vernachlässigbar. Für $I_C = 3 \text{ mA}$ hingegen werden bei den Reflexionsparametern frequenzabhängige Differenzen deutlich, die vorwiegend bei niedrigeren Frequenzen bis 200 MHz auftreten. In Abbildung D.4b, besteht bei 10 MHz eine Differenz von 3 dB , die bei höheren Frequenzen abnimmt, wo sich der Ergebnisse der beiden Richtungen angleichen.

Eigenständigkeitserklärung

Ich versichere, dass ich die vorliegende Arbeit ohne unzulässige Hilfe Dritter und ohne Benutzung anderer als der angegebenen Hilfsmittel angefertigt habe. Die aus anderen Quellen direkt oder indirekt übernommenen Daten und Konzepte sind unter Angabe der Quelle gekennzeichnet.

Bei der Auswahl und Auswertung folgenden Materials haben mir die nachstehend aufgeführten Personen in der jeweils beschriebenen Weise unentgeltlich geholfen. Die fachliche Betreuung der Arbeit erfolgte durch Dipl.-Ing. Uwe Stehr, Dr.-Ing. Kurt Blau, Dr.-Ing. Ralf Stephan und Univ.-Prof. Dr. rer. nat. habil. Matthias Hein. Die Messungen in Kapitel 5.3 wurden mit freundlicher Unterstützung von Dr.-Ing. Kurt Blau durchgeführt. Die Rechnungen in Anhang B entstanden in Kooperation mit M.Sc. Johannes Stegner.

Weitere Personen waren an der inhaltlich-materiellen Erstellung der vorliegenden Arbeit nicht beteiligt. Insbesondere habe ich hierfür nicht die entgeltliche Hilfe von Vermittlungs- bzw. Beratungsdiensten (Promotionsberater oder anderer Personen) in Anspruch genommen. Niemand hat von mir unmittelbar oder mittelbar geldwerte Leistungen für Arbeiten erhalten, die im Zusammenhang mit dem Inhalt der vorgelegten Dissertation stehen.

Die Arbeit wurde bisher weder im In- noch im Ausland in gleicher oder ähnlicher Form einer Prüfungsbehörde vorgelegt.

Ich bin darauf hingewiesen worden, dass die Unrichtigkeit der vorstehenden Erklärung als Täuschungsversuch bewertet wird und gemäß §7 Abs. 10 der Promotionsordnung den Abbruch des Promotionsverfahrens zur Folge hat.

Ilmenau, 30.10.2019

Stefanie Loracher

Eigene Publikationen

Die Forschung, die zu dieser Arbeit geführt hat, wurde zum Teil bereits an anderen Stellen publiziert:

- S. Loracher, K. Blau, U. Stehr, M. A. Hein „An Electronically Tuneable Inductance with Extended Frequency- Range“. In: *German Microwave Conference (GeMiC)*, Freiburg, Deutschland, 2018.
- S. Loracher, K. Blau, U. Stehr, R. Stephan, M. A. Hein, „Implementation of an Electronically Tuneable, Transistor-based, Passive, Symmetric RF Inductance“, In: *IEEE International Conference on Microwaves, Communications, Antennas and Electronic Systems (CoMCAS)*, Tel Aviv, Israel, 2017.
- S. Loracher, K. Blau, U. Stehr, R. Stephan, M. A. Hein „Experimental proof-of-principle of a passive, nearly reciprocal, transistor-based tuneable RF inductance“. In: *46th European Microwave Conference (EuMC)*, S. 1055–1058, London, Vereinigtes Königreich, 2016.
- S. Kühn, R. Stephan, K. Blau, E. Vorobev, D. Kholodnyak, M. A. Hein, „Passive Reciprocal Electronically Tuneable Inductance in a Composite-Right-Left-Handed Metamaterial Unit Cell“, In: *International Congress on Advanced Electromagnetic Materials in Microwaves and Optics (METAMATERIALS)*, Oxford, Vereinigtes Königreich, 2015.
- E. Vorobev, A. Baskakova, V. Turgaliev, D. Kholodnyak, S. Kühn, R. Stephan, K. Blau, M. A. Hein „Approaches to design active tunable inductances“, In: *Proceedings of 4th All-Russia Conference on Microwave Electronics and Microelectronics*, S. 157-160 (in russischer Sprache), St. Petersburg, Russische Föderation, 2015.
- S. Kühn, R. Stephan, K. Blau, M. A. Hein, „Passive Reciprocal Transistor-based RF Tuneable Inductances“, In: *German Microwave Conference (GeMiC)*, Nürnberg, Deutschland, 2015.
- S. Kühn, R. Stephan, K. Blau, M. A. Hein, „Transistor-based Electrically Tuneable Reactance Circuits for Metamaterial Transmission Lines“, In: *German Microwave Conference (GeMiC)*, S. 8007–3585, Aachen, Deutschland, 2014.

Literatur

- [1] R. Mukhopadhyay, Y. Park, P. Sen, N. Srirattana, J. Lee, C.-h. Lee, S. Nuttinck, A. Joseph, J. D. Cressler und J. Laskar. „Reconfigurable RFICs in Si-Based Technologies for a Compact Intelligent RF Front-End“. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 53 (2005), S. 1.
- [2] D. Zastrow. *Elektrotechnik - Ein Grundlagenlehrbuch*. 19. Aufl. Springer/Vieweg, 2014.
- [3] F. Gustrau. *Hochfrequenztechnik: Grundlagen der mobilen Kommunikationstechnik*. 2. Aufl. Fachbuchverlag, Leipzig im Carl-Hanser-Verlag: München, 2013.
- [4] R. M. Foster. „A reactance theorem“. In: *The Bell System Technical Journal* 3 (2 1924), S. 259–267.
- [5] E. Hering, K. Bressler und J. Gutekunst. *Elektronik für Ingenieure und Naturwissenschaftler*. 6. Aufl. Springer/Vieweg, 2014.
- [6] I. Bahl. *Lumped elements for RF and microwave circuits*, Artech House, 2003. 1. Aufl. Artech House, 2003.
- [7] H. Heuermann. *Hochfrequenztechnik: Komponenten für High-Speed- und Hochfrequenzschaltungen*. 2. Aufl. Vieweg + Teubner: Wiesbaden, 2009.
- [8] P. Penfield, R. Spence und S. Duinker. *Tellegen's theorem and electrical networks*. Research Monograph No. 58. The M.I.T. Press: Cambridge, Vereinigte Staaten, 1970.
- [9] M. Kummer, G. Fuchs, H. Loele, W. Mansfeld und S. Martius. *Grundlagen der Mikrowellentechnik*. 2. Aufl. VEB Verlag Technik Berlin: Berlin, Deutsche Demokratische Republik, 1989.
- [10] F. Schwierz und J. J. Liou. *Modern Microwave Transistors: Theory, Design, and Performance*. Wiley: Deutschland, 2003.
- [11] G. Gonzales. *Microwave transistor amplifiers: analysis and design*. 2. Aufl. Prentice-Hall, Inc.: Upper Saddle River, NJ, Vereinigte Staaten, 1997.

LITERATUR

- [12] J. M. Rollett. „Stability and Power-Gain Invariants of Linear Twoports“. In: *IRE Transactions on Circuit Theory* (1962), S. 29–32.
- [13] K. Kurokawa. „Power Waves and the Scattering Matrix“. In: *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques* (1964), S. 194–202.
- [14] G. Raisbeck. „A Definition of Passive Linear Networks in Terms of Time and Energy“. In: *Journal of Applied Physics* 25 (12 1954), S. 1510–1514.
- [15] C. Poole und I. Darwazeh. *Microwave Active Circuit Analysis and Design*. Elsevier Science, Academic Press: London, Vereinigtes Königreich, 2015.
- [16] S. J. Mason. „Power Gain in Feedback Amplifier“. In: *IRE Transactions on Circuit Theory* (1954), S. 20–25.
- [17] M. S. Gupta. „Power Gain in Feedback Amplifiers, a Classic Revisited“. In: *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 40.5 (1992), S. 864–879.
- [18] J. B. Johnson. „Thermal Agitation of Electricity in Conductors“. In: *Physical Review* 32 (1 1928), S. 97–109.
- [19] W. Schottky. „Über spontane Stromschwankungen in verschiedenen Elektrizitätsleitern“. In: *Annalen der Physik* 362.23 (1918), S. 541–567.
- [20] J. B. Johnson. „The Schottky Effect in Low Frequency Circuits“. In: *Physical Review* 26 (1 1925), S. 71–85.
- [21] O. Zinke und H. Brunswig. *Hochfrequenztechnik - Elektronik und Signalverarbeitung*. Bd. 5. Springer Verlag Berlin Heidelberg: Heidelberg, Deutschland, 1999.
- [22] A. Konczakowska und B. M. Wilamowski. „Noise in Semiconductor Devices“. In: *The Industrial Electronics Handbook: Fundamentals of Industrial Electronics*. Hrsg. von B. M. Wilamowski und J. D. Irwin. CRC Press: Chicago, Vereinigte Staaten, 2012. Kap. 11.
- [23] R. W. Olmsted und J. F. Huth, III. „Inductance Tuning Means and Methods of Manufacture“. In: *US Patent: US* (1985). US Patent: US4511872A.
- [24] M. Vroubel, Y. Zhuang, B. Rejaei und J. N. Burghartz. „Integrated tunable magnetic RF inductor“. In: *IEEE Electron Device Letters* 25.12 (2004), S. 787–789.
- [25] B. D. H. Tellegen. „The gyrator, a new electric network element“. In: *Philips Research Report* 3.2 (1948), S. 81–101. URL: http://www.extra.research.philips.com/hera/people/aarts/_Philips%20Bound%20Archive/PRRep/PRRep-03-1948-081.pdf.

- [26] D.-M. Fang, H.-X. Zhang und N. C. Tien. „A review of the tunable microinductors“. In: 2011.
- [27] T. Fukushige, Y. Yokoyama, S. Hata, K. Masu und A. Shimokohbe. „Fabrication and evaluation of an on-chip micro-variable inductor“. In: *Microelectronic Engineering* 67 – 68 (2003). Proceedings of the 28th International Conference on Micro- and Nano-Engineering, S. 582–587.
- [28] S. Zhou, X.-Q. Sun und W. N. Carr. „A monolithic variable inductor network using microrelays with combined thermal and electrostatic actuation“. In: *Journal of Micromechanics and Microengineering* 9.1 (1999), S. 45–50.
- [29] K. Okada, H. Sugawara, H. Ito, K. Itoi, M. Sato, H. Abe, T. Ito und K. Masu. „On-Chip High-Q Variable Inductor Using Wafer-Level Chip-Scale Package Technology“. In: *IEEE Transactions on Electron Devices* 53.9 (2006), S. 2401–2406.
- [30] I. Zine-El-Abidine, M. Okoniewski und J. G. McRory. „A Tunable RF MEMS Inductor“. In: *2004 International Conference on MEMS, NANO and Smart Systems (ICMENS'04)*. Aug. 2004, S. 636–638.
- [31] S. Zhou, X. Q. Sun und W. N. Carr. „A monolithic variable inductor network using microrelays with combined thermal and electrostatic actuation“. In: *Journal of Micromechanics and Microengineering* 9 (1999), S. 45–50.
- [32] B. Assadsangabi, M. S. M. Ali und K. Takahata. „Planar Variable Inductor Controlled by Ferrofluid Actuation“. In: *IEEE Transactions on Magnetics* 49 (2013), S. 1402.
- [33] M. Rais-Zadeh, P. M. Kohl und F. Ayazi. *MEMS Switched Tunable Inductors*. Journal of Microelectromechanical Systems, 2008.
- [34] I. Zine-El-Abidine, M. Okoniewski und J. G. McRory. „A new class of tunable RF MEMS inductors“. In: *Proceedings International Conference on MEMS, NANO and Smart Systems*. Juli 2003, S. 114–115.
- [35] O. F. Hikmat, F. A. M. Ghazali, A. AbuZaiter und M. S. M. Ali. „A monolithic tunable out-of-plane inductor based on NiTi two-way shape-memory-alloy“. In: *2017 19th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems (TRANSDUCERS)*. Juni 2017, S. 1903–1906.
- [36] D.-M. Fang, X.-H. Li, Q. Yuan und H.-X. Zhang. „Design, Simulation, and Characterization of Variable Inductor With Electrostatic Actuation Fabricated by Using Surface Micromachining Technology“. In: *Electron Devices, IEEE Transactions on* 57 (Nov. 2010), S. 2751–2755.

LITERATUR

- [37] B. Kim, S. Mondal und S. Cho. „MEMS-Based Tunable TSV Inductors“. In: *2016 IEEE 66th Electronic Components and Technology Conference (ECTC)*. Mai 2016, S. 1563–1568.
- [38] N. Wainstein und S. Kvatinsky. „TIME-Tunable Inductors Using MEMristors“. In: *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers* (Okt. 2017), S. 1–11.
- [39] F. E. Terman. „Variable reactance circuit“. In: *US Patent* (1931). US Patent: US1950759A,
- [40] H. C. Goodrich. „Variable reactance circuit“. In: *U.S. Patent* (1951). U.S. Patent 2,570,938.
- [41] M. Fujimura. „Reactance Transistor“. In: *Proceedings of the Institute of Radio Engineers (IRE)* 48.1 (1960), S. 118.
- [42] J. Gremillet. „Inductive Reactance Circuit“. In: *US Patent* (1970). US Patent: US3510806A.
- [43] A. Spataru. *Theorie Der Informationsübertragung - Signale und Störungen*. Vieweg+Teubner Verlag, 1973.
- [44] H. Schröder. *Elektrische Nachrichtentechnik: Grundlagen, Theorie und Berechnung passiver Übertragungsnetzwerke*. Bd. 1. Hüthig und Pflaum: Deutschland, 1975.
- [45] F. Vilbig. *Lehrbuch der Hochfrequenztechnik*. Akademische Verlagsgesellschaft Geest & Portig K.G.: Leipzig, Deutschland, 1958.
- [46] K. R. Sturley. „Frequency modulation“. In: *Journal of the Institution of Electrical Engineers - Part III: Radio and Communication Engineering* 92.19 (Sep. 1945), S. 197–213.
- [47] H. G. Dill. „Inductive Semiconductor Elements and Their Application in Bandpass Amplifiers“. In: *IRE Transactions on Military Electronics* MIL-5.3 (1961), S. 239–250.
- [48] J. F. Bogusz und G. Louis. „Simulated high-q inductor“. In: *U.S. Patent* (1964). U.S. Patent: 3,152,309.
- [49] A. Lewicki. *Einführung in die Mikroelektronik*. R. Oldenbourg Verlag München, 1966.
- [50] J. Gensel. „Gyratorverstärker und Reaktanztransistor-Schaltungen hoher Güte“. In: *Wissenschaftliche Zeitschrift der Technischen Hochschule Ilmenau* 13.1 – 4 (1967), S. 51–59.
- [51] G. J. Deboo. „Gyrator-type circuit“. In: *U.S. Patent* (1970). U.S. Patent: 3,493,901.
- [52] F. Yuan. *CMOS Active Inductors and Transformers: Principle, Implementation, and Applications*. Springer: New York, 2008.

- [53] G. Leuzzi, V. Stornelli, L. Pantoli und S. Del Re. „Single transistor high linearity and wide dynamic range active inductor“. In: *International Journal of Circuit Theory and Applications* 43.3 (2015), S. 277–285.
- [54] S. Loracher, K. Blau, U. Stehr und M. A. Hein. „An Electronically Tuneable Inductance with Extended Frequency-Range“. In: *German Microwave Conference (GeMiC)*. Bd. 11. Freiburg, Deutschland, 2018.
- [55] D. F. Sheahan. „Gyrator-flotation circuit“. In: *Electronic Letters* 3.1 (1967), S. 39–40.
- [56] A. G. J. Holt und J. Taylor. „Method of replacing ungrounded inductors by grounded gyrators“. In: *Electronics Letters* 1.4 (1965), S. 105.
- [57] E. Hochmair. „A Complementary MOS Gyrator“. In: *ESSCIRC: European Solid State Circuits Conference* (1978). Amsterdam.
- [58] H. J. O. Voorman und A. Biesheuvel. „An electronic gyrator“. In: *IEEE Journal of Solid-State Circuits* 7.6 (1972), S. 469–474.
- [59] P. Branchi, L. Pantoli, V. Stornelli und G. Leuzzi. „RF and microwave high-Q floating active inductor design and implementation“. In: *International Journal of Circuit Theory and Applications* 43.8 (2015), S. 1095–1104.
- [60] L. Pantoli, V. Stornelli und G. Leuzzi. „High efficiency active filter“. In: *2017 Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-wave Circuits Workshop (INMMiC)*. Apr. 2017, S. 1–3.
- [61] Giorgio Leuzzi, Vincenzo Stornelli und Stefano Del Re. „A Tuneable Active Inductor With High Dynamic Range for Band-Pass Filter Applications“. In: *IEEE Transactions on Circuits and Systems II - Express Briefs* 58.10 (2011), S. 647–651.
- [62] T. N. Rao, P. Gary und R. W. Newcomb. „Equivalent Inductance and Q of a Capacitor-Loaded Gyrator“. In: *IEEE Journal of Solid-State Circuits* 2.1 (März 1967), S. 32–33.
- [63] C. Leifso und J. W. Haslett. „A fully integrated active inductor with independent voltage tunable inductance and series-loss resistance“. In: *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* 49 (Mai 2001), S. 671–676.
- [64] S. Hara, T. Tokumitsu und M. Aikawa. „Lossless broad-band monolithic microwave active inductors“. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 37.12 (Dez. 1989), S. 1979–1984.

LITERATUR

- [65] KaiMartin und Cepheiden. „Fluss von Elektronen und Löchern im NPN-Transistor im Verstärkungsbetrieb“. In: (2009), CC BY-SA 3.0. URL: https://commons.wikimedia.org/wiki/File:NPN_transistor_basic_operation.svg.
- [66] Chtaube. „Junction Field Effekt Transistor“. In: (2007), CC BY-SA 2.5. URL: <https://de.wikipedia.org/wiki/Datei:Jfet-070325.svg>.
- [67] H. D. Kirschbaum. *Transistorverstärker - Band 1 Technische Grundlagen*. 4. Aufl. Vieweg+Teubner Verlag: Stuttgart, 1989.
- [68] H. D. Kirschbaum. *Transistorverstärker - Band 2 Schaltungstechnik Teil 1*. 4. Aufl. Vieweg+Teubner Verlag: Stuttgart, 1992.
- [69] H. D. Kirschbaum. *Transistorverstärker - Band 3 Schaltungstechnik Teil 2*. 4. Aufl. Vieweg+Teubner Verlag: Stuttgart, 1992.
- [70] G. Moxey J. Brown. „Application Note 605: “Power MOSFET Basics: Understanding MOSFET Characteristics Associated With The Figure of Merit”“. In: (Juli 2003). Vishay Siliconix. URL: <https://www.vishay.com/doc?71933>.
- [71] S. Paul und R. Paul. *Grundlagen der Elektrotechnik und Elektronik 3: Dynamische Netzwerke: zeitabhängige Vorgänge, Transformationen, Systeme*. 1. Aufl. Springer Vieweg: Deutschland, 2017.
- [72] S. Loracher, K. Blau, U. Stehr, R. Stephan und M. A. Hein. „Experimental proof-of-principle of a passive, nearly reciprocal, transistor-based tuneable RF inductance“. In: *Microwave Conference (EuMC)*. Bd. 46. London, Vereinigtes Königreich, 2016, S. 1055–1058. DOI: [10.1109/EuMC.2016.7824528](https://doi.org/10.1109/EuMC.2016.7824528).
- [73] S. Loracher, K. Blau, U. Stehr, R. Stephan und M. A. Hein. „Implementation of an Electronically Tuneable, Transistor-based, Passive, Symmetric RF Inductance“. In: *IEEE International Conference on Microwaves, Communications, Antennas and Electronic Systems*. Tel Aviv, Israel, 2017.
- [74] A. Rost. *Grundlagen der Elektronik*. 3. Aufl. Akademie Verlag, 1992.
- [75] K. Beuth und O. Beuth. *Bauelemente Elektronik 2*. Vogel Buchverlag (Vogel Fachbuch): Würzburg, Deutschland, 2015.
- [76] S. C. Harsany. *Principles of microwave technology*. Prentice-Hall: Vereinigte Staaten, 1997.
- [77] Keysight Technologies Deutschland GmbH. *Advanced Design System (ADS)*. [Software, Schaltungssimulation]. Herrenberger Strasse 130, 71034 Böblingen.

- [78] D. M. Pozar. *Microwave Engineering*. Wiley, 2004.
- [79] S. Kühn, R. Stephan, K. Blau und M. A. Hein. „Transistor-based Electrically Tuneable Reactance Circuits for Metamaterial Transmission Lines“. In: *German Microwave Conference (GeMiC)*. Aachen, Deutschland, 2014, S. 8007–3585.
- [80] LPKF Laser & Electronics AG. [Fertigung]. Osteriede 7, 30827 Garbsen.
- [81] „GPS-x303 Series (Linear)| Non-Programmable and Multiple Channel DC Power Supplies“. In: (2018). URL: <https://www.gwinstek.com/en-global/products/detail/GPS-x303>.
- [82] F. W. Gundlach H. H. Meinke. *Taschenbuch der Hochfrequenztechnik: Band 1: Grundlagen*. Hrsg. von K. H. Löcherer K. Lange. 5. Aufl. Springer-Verlag Berlin Heidelberg GmbH: München, 1992.
- [83] H. Dalichau. „Hochfrequenzverstärker“. In: *Taschenbuch der Hochfrequenztechnik*. Hrsg. von K. Lange und K. H. Löcherer. Springer: Berlin/Heidelberg, Deutschland, 1992.
- [84] H. Langer. „Reaktanzschaltungen mit Transistoren“. Diss. Ilmenau, Deutschland: Technische Hochschule Ilmenau, 1965.
- [85] Royal Philips Electronics. „Philips Semiconductors - Discretes - Concise Catalog 2000“. In: (2000). URL: <http://web.rfoe.net:8000/ziliaoxiazai/PHILIPS/models/spicespar/data/BF545A.html>.
- [86] Linear Technology Corporation. „LTwiki - Standard.bjt“. In: (2000). URL: <http://web.rfoe.net:8000/ziliaoxiazai/HP/hprfhelpproducts/xrs/at320xx.htm>.
- [87] Hewlett-Packard Company. „HPRFhelp Wireless Semiconductor Selection Guide“. In: (1997). URL: <http://web.rfoe.net:8000/ziliaoxiazai/HP/hprfhelpproducts/xrs/at320xx.htm>.
- [88] David J. Cassan und John R. Long. „A 1-V transformer-feedback low-noise amplifier for 5-GHz wireless LAN in 0.18-um CMOS“. In: *Solid-State Circuits, IEEE Journal of* 38 (Apr. 2003), S. 427–435. DOI: 10.1109/JSSC.2002.808284.
- [89] S. Kühn, R. Stephan, K. Blau, E. Vorobev, D. Kholodnyak und M. A. Hein. „Passive Reciprocal Electronically Tuneable Inductance in a Composite-Right-Left-Handed Metamaterial Unit Cell“. In: *International Congress on Advanced Electromagnetic Materials in Microwaves and Optics (METAMATERIALS)*. Bd. 9. Oxford, Vereinigtes Königreich, 2015. DOI: 10.1109/MetaMaterials.2015.7342476.

LITERATUR

- [90] E. Vorobev, A. Baskakova, V. Turgaliev, D. Kholodnyak, S. Kühn, R. Stephan, K. Blau und M. A. Hein. „Approaches to design active tunable inductances“. In: *Proceedings of 4th All-Russia Conference on Microwave Electronics and Microelectronics*. (in russischer Sprache). St. Petersburg, Russische Föderation, 2015, S. 157–160.
- [91] S. Kühn, R. Stephan, K. Blau und M. A. Hein. „Passive Reciprocal Transistor-based RF Tuneable Inductances“. In: *German Microwave Conference (GeMiC)*. Nürnberg, Deutschland, 2015. DOI: **10.1109/GEMIC.2015.7107760**.
- [92] W. D. Yan. und R. R. Mansour. „Tunable Dielectric Resonator Bandpass Filter With Embedded MEMS Tuning Elements“. In: *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* 55.1 (2007), S. 154–160.
- [93] M. A. Ahmad, R. Maenner, R. Matz und P. Russer. „A piezoelectric tuned combline filter“. In: *European Microwave Conference 1* (2005).
- [94] C. R. White, J. W. May und J. S. Colburn. *A Variable Negative-Inductance Integrated Circuit at UHF Frequencies*. IEEE Microwave und Wireless Components Letters, 2012.
- [95] W. H. Chu, M. Mehregany und R. L. Mullen. „Analysis of Tip Deflection and Force of Bimetallic Cantilever Microactuator“. In: *Journal of Micromechanics and Microengineering* (1993).
- [96] V. M. Lubecke, B. Barber, E. Chan, D. Lopez, M. I. Gross und P. Gammel. „Self-assembling MEMS variable and fixed RF inductors“. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Technology* 49 (2001), S. 2093–2097.
- [97] Y. Zhuang, M. Vroubel, B. Rejaei, E. Boellaard und J. N. Burghartz. „Ferromagnetic RF inductors and transformers for standard CMOS/BiSMOS“. In: *IEDM Technology Digest* (2002), S. 18.7.1–18.7.4.
- [98] J. S. Chitode. *Principles of Communications*. Technical Publications Pune, 2008.
- [99] U. Tietze und C. Schenk. *Halbleiter-Schaltungstechnik*. 12. Aufl. Springer: Deutschland, 2002.
- [100] „Keysight.com - Vendor Component Libraries | Keysight (Agilent)“. In: (2016). URL: <http://www.keysight.com/find/eesof-vendor-libraries>.
- [101] „Keithley Serie 2000: 6 1/2-stelliges Multimeter mit Abtastung“. In: (2018). URL: <https://de.tek.com/tektronix-and-keithley-digital-multimeter/2000-series-6%BD-digital-multimeter-scanning>.

- [102] „E8361A PNA Series (Obsolete) | Keysight (formerly Agilent’s Electronic Measurement)“. In: (2018). URL: <https://www.keysight.com/en/pd-1000004621%3Aepsg%3Apro-pn-E8361A/pna-series?cc=DE&lc=ger>.
- [103] D. Ehrhardt. *Verstärkertechnik*. Vieweg: Braunschweig, Deutschland, 1992.
- [104] H. J. Reich. „The Use of Vacuum Tubes as Variable Impedance Elements“. In: *Proceedings of the Institute of Radio Engineers (IRE)* 30.6 (1942), S. 282–293.
- [105] R. M. Foster. „Modern network synthesis“. In: *Microwave Research Institute Symposia Series* 5 (1955). Polytechnic Institute of Brooklyn, Vereinigte Staaten.